



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

ŘIDITELNÝ SPÍNANÝ ZDROJ 0-1000 V / 100 W

CONTROLLABLE SWITCHING POWER SUPPLY 0-1000 V / 100 W

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Oldřich Hofmann

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Martiš

BRNO 2017

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Oldřich Hofmann

ID: 154732

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Řiditelný spínaný zdroj 0-1000 V / 100 W

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Popište princip funkce jednotlivých topologií spínaných zdrojů a jejich výhody a nevýhody.
2. Vyberte vhodnou topologii pro navrhovaný spínaný zdroj, dimenzujte jeho silovou část.
3. Navrhněte řídicí obvody pro spínaný zdroj.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Miroslav Patočka: Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice
- [2] Pavel Vorel, Miroslav Patočka: Průmyslová elektronika, skriptum FEKT VUT Brno
- [3] Pavel Vorel, Petr Procházka: Řídicí členy v elektrických pohonech, skriptum FEKT VUT Brno

Termín zadání: 6.2.2017

Termín odevzdání: 24.5.2017

Vedoucí práce: Ing. Jan Martiš

Konzultant:

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Abstrakt

Práce se zabývá návrhem a realizací říditelného spínaného zdroje 0–1200 V / 120 W, který bude sloužit k nahrazení stávajícího vysokonapětového zdroje pro napájení přístroje pro ireverzibilní elektroporaci (IRE) vyvíjeném na UVEE FEKT VUT v Brně. Součástí práce jsou základní popis přístroje pro IRE, popis použitelných topologií měničů pro realizaci zdroje a výběr vhodné topologie na základě jejich výhod a nevýhod. Nedílnou součástí práce je také výběr koncepce řídicích obvodů zdroje a jejich návrh. Závěrečnými částmi práce jsou sestavení zdroje, jeho ožiování a měření ověřující jeho funkci.

Klíčová slova

blokový měnič; návrh; spínaný zdroj; transformátor; UC3845

Abstract

The thesis deals with the design and construction of a switching power supply with output voltage adjustable from 0 to 1200 V and rated power of 120 W, which will be used to replace the existing high voltage power supply for the irreversible electroporation (IRE) device developed at UVEE FEET BUT. The thesis focuses on a basic description of the IRE device, a description of usable converter topologies and a selection of the best topology for the required purpose. The selection of the control circuit concept and its design are also integral parts of the thesis. The final part of the thesis contains the assembly of the power supply and the measurement verifying its function.

Keywords

design; flyback converter; switching power supply; transformer; UC3845

Bibliografická citace

HOFMANN, O. *Řiditelný spínaný zdroj 0-1000 V / 100 W*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 62 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jan Martiš.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci na téma Řiditelný spínaný zdroj 0–1000 V / 100 W jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 24. května 2017

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Martišovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Dále bych chtěl poděkovat celému osazenstvu laboratoře SA3.08 na UVEE, kde byla prováděna většina prací na zdroji, za vytváření výborné pracovní atmosféry.

V Brně dne 24. května 2017

.....
podpis autora

Obsah

1	Úvod	1
2	Popis přístroje pro elektroporaci buněk	2
2.1	Ireverzibilní elektroporace buněk	2
2.2	Blokové schéma a popis funkce	2
3	Koncepce zdroje VN pro meziobvod přístroje	5
3.1	Požadavky na zdroj	5
3.2	Popis možných topologií měniče	6
3.2.1	Jednočinný propustný měnič s impulzním transformátorem	6
3.2.2	Dvojčinný propustný měnič s impulzním transformátorem	8
3.2.3	Blokující měnič s impulzním transformátorem	9
3.3	Použitá topologie	10
3.4	Popis možných uspořádání řídicích obvodů zdroje	11
3.5	Použité uspořádání řídicích obvodů zdroje	12
4	Návrh zdroje VN pro meziobvod přístroje	13
4.1	Síťový usměrňovač	13
4.2	Primární strana měniče	14
4.3	Impulzní transformátor	16
4.3.1	Elektromagnetický návrh	16
4.3.2	Návrh primárního vinutí	18
4.3.3	Návrh sekundárního vinutí	19
4.3.4	Návrh pomocného vinutí	19
4.4	Sekundární strana měniče	20
4.5	Řídicí obvody	21
4.5.1	Budič výkonového tranzistoru, proudová smyčka	21
4.5.2	Regulátor napětí	24
4.5.3	Obvod pro galvanické oddělení žádané hodnoty napětí od nadřazeného systému	26
4.5.4	Čidlo výstupního napětí	26
4.5.5	Podpěťová ochrana	28
4.5.6	Vybíjecí obvod	29
4.5.7	Pomocný zdroj pro napájení řídicích obvodů	32
5	Realizace a ožívání zdroje	35
5.1	Výroba hlavního transformátoru	35
5.2	Výroba transformátoru pro buzení vybíjecího tranzistoru	37
5.3	Ožívání řídicích obvodů	38
5.4	Ožívání silové části – diagnostika a řešení problému s parazitní kapacitou hlavního transformátoru	39
5.4.1	Počáteční diagnostika problému	40
5.4.2	Teorie o dlouhých zotavovacích časech použitých usměrňovacích diod	40

5.4.3	Teorie o parazitní kapacitě vinutí	40
5.4.4	Odstraňování následků parazitní kapacity primárního vinutí	41
5.5	Ladění regulátoru napětí a funkční zkouška zdroje s kapacitní zátěží	46
5.6	Fotografie z výroby a měření výrobku	51
6	Závěr	55
	Literatura	56
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	58
	Seznam příloh	62

Seznam obrázků

Obr. 2-1: Blokové schéma původního zapojení přístroje pro IRE	3
Obr. 2-2: Blokové schéma upraveného zapojení přístroje pro IRE	4
Obr. 3-1: Schéma jednočinného propustného měniče zapojeného do můstku [2] (upraveno)	6
Obr. 3-2: Schéma zapojení jednočinného propustného měniče s demagnetizací do Zenerovy diody [2] (upraveno)	7
Obr. 3-3: Úprava sekundární části jednočinného propustného měniče pro buzení výkonového tranzistoru [2] (upraveno)	8
Obr. 3-4: Schéma zapojení dvojčinného propustného měniče [2] (upraveno)	8
Obr. 3-5: Schéma zapojení blokujícího měniče s potlačením přepětí pomocí transilu [2] (upraveno)	9
Obr. 3-6: Schéma zapojení blokujícího měniče s bezrozptylovým omezením překmitu ..	10
Obr. 4-1: Schéma zapojení síťového usměrňovače	13
Obr. 4-2: Naznačení rozdělení sekundární strany na sekce	20
Obr. 4-3: Schéma vnitřního zapojení obvodu UCC38C45 [12]	22
Obr. 4-4: Schéma použitého zapojení obvodu UCC38C45	22
Obr. 4-5: Schéma zapojení bočníku v silovém obvodu	24
Obr. 4-6: Schéma zapojení regulátoru napětí	25
Obr. 4-7: Schéma zapojení proudového zdroje k vývodu COMP v obvodu UCC38C45 [13]	25
Obr. 4-8: Schéma zapojení obvodu pro galvanické oddělení žádané hodnoty napětí	26
Obr. 4-9: Schéma zapojení čidla výstupního napětí	27
Obr. 4-10: Schéma zapojení podpětíové ochrany	28
Obr. 4-11: Schéma zapojení primární části vybíjecího obvodu	30
Obr. 4-12: Schéma zapojení sekundární části vybíjecího obvodu	30
Obr. 4-13: Schéma zapojení pomocného zdroje	33
Obr. 5-1: Ukázka geometrického rozložení jednotlivých funkčních celků zdroje na DPS	35
Obr. 5-2: První vrstva primárního vinutí překrytá izolační páskou	36
Obr. 5-3: Poslední sekce sekundárního vinutí	36
Obr. 5-4: Transformátor pro buzení vybíjecího tranzistoru	37
Obr. 5-5: Schéma zapojení budiče hlavního tranzistoru se zakreslenými změnami	39
Obr. 5-6: Průběhy napětí na bočníku u_b (fialová) a napětí u_{VFB} (světle modrá) při $U_f = 230\text{ V}$, $U_z = 1200\text{ V}$, $I_z = 100\text{ mA}$	42
Obr. 5-7: Průběhy proudu primárním vinutím měřeného proudovou sondou (fialová), napětí na bočníku (tmavě modrá), napětí za 1. filtrem (světle modrá) a napětí za druhým filtrem (zelená) při plném zatížení měniče ($U_f = 230\text{ V}$, $U_z = 1200\text{ V}$, $I_z = 100\text{ mA}$)	42
Obr. 5-8: Průběhy napětí na bočníku u_b (fialová) a napětí u_{VFB} (světle modrá) při zkratu na výstupu ($U_f = 230\text{ V}$, $U_z = 0\text{ V}$, $I_z = 600\text{ mA}$)	43

Obr. 5-9: Schéma zapojení čidla sekundárního proudu.....	44
Obr. 5-10: Průběhy napětí na bočníku u_b (fialová), napětí u_{COMP} (tmavě modrá) a napětí u_{VFB} (světle modrá) při $U_f = 230\text{ V}$, $I_z = 220\text{ mA}$	44
Obr. 5-11: Průběhy napětí na bočníku u_b (fialová), napětí u_{COMP} (tmavě modrá) a napětí u_{VFB} (světle modrá) při $U_f = 230\text{ V}$, $I_z = 250\text{ mA}$	45
Obr. 5-12: Průběhy napětí na bočníku u_b (fialová), napětí u_{COMP} (tmavě modrá) a napětí u_{VFB} (světle modrá) při zkratu na výstupu ($U_f = 230\text{ V}$, $U_z = 0\text{ V}$, $I_z = 300\text{ mA}$) .	45
Obr. 5-13: Schéma zapojení napěťového regulátoru se zakreslenými změnami.....	46
Obr. 5-14: Zvlnění výstupního napětí při výstupu zdroje naprázdno, $U_z = 675\text{ V}$, bez připojené kapacitní zátěže.....	47
Obr. 5-15: Zvlnění výstupního napětí při výstupu zdroje naprázdno, $U_z = 675\text{ V}$, s kapacitní zátěží $750\text{ }\mu\text{F}$	48
Obr. 5-16: Odezva zdroje na náhlý požadavek plného výstupního napětí při výstupu zdroje naprázdno (bez kapacitní zátěže).....	48
Obr. 5-17: Odezva zdroje na náhlý požadavek nulového výstupního napětí při výstupu zdroje naprázdno (bez kapacitní zátěže).....	49
Obr. 5-18: Odezva zdroje na skokovou změnu výstupního napětí při připojené kapacitní zátěži $750\text{ }\mu\text{F}$	49
Obr. 5-19: Detail počátku nabíjení kapacitní zátěže	50
Obr. 5-20: Detail konečné fáze nabíjení kapacitní zátěže	51
Obr. 5-21: Hotový zdroj - pohled shora.....	51
Obr. 5-22: Hotový zdroj - pohled zespodu	52
Obr. 5-23: Průběhy napětí u_{ge} a u_{ce} na hlavním tranzistoru, napětí u_b na bočníku a primárního proudu i_{prim} měřeného proudovou sondou ($U_f = 230\text{ V}$, $U_z = 1200\text{ V}$, $I_z = 100\text{ mA}$).....	52
Obr. 5-24: Detail při sepnutí hlavního tranzistoru	53
Obr. 5-25: Detail při vypnutí hlavního tranzistoru.....	53
Obr. 5-26: Průběhy napětí u_{ge} na hlavním tranzistoru a napětí $u_{d,sek}$ na sekundární usměrňovací diodě ($U_f = 230\text{ V}$, $U_z = 1200\text{ V}$, $I_z = 100\text{ mA}$).....	54
Obr. 5-27: Detail překmitu napětí na sekundární usměrňovací diodě	54

Seznam tabulek

Tab. 4-1: Soupis spotřeb jednotlivých částí řídicích obvodů.....	33
Tab. 5-1: Prahová napětí, při kterých reaguje podpětová ochrana	38
Tab. 5-2: Závislost žádané hodnoty napětí na vstupu do regulátoru napětí na střídě	38

1 ÚVOD

V období realizace této diplomové práce probíhal na Ústavu výkonové elektrotechniky a elektroniky (UVEE) Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně vývoj přístroje pro ireverzibilní elektroporaci buněk. Tento vývoj byl prováděn ve spolupráci s Radiologickou klinikou Fakultní nemocnice Brno a Biofyzikálním ústavem Lékařské fakulty Masarykovy univerzity v Brně [1].

Přístroj pro ireverzibilní elektroporaci buněk (IRE) vyvíjený na UVEE je určen především pro preklinickou fázi výzkumu této metody léčby rakoviny. Na světě již existuje podobný systém *NanoKnife* od firmy *AngioDynamics*. Jeho velmi vysoká cena však komplikuje nasazení tohoto systému ve výzkumu IRE. Z tohoto důvodu byl FEKT VUT v Brně zadán projekt na vývoj a výrobu funkčního vzorku přístroje vlastní konstrukce [1].

Přístroj pro IRE vyvíjený na UVEE je již funkční, ale použité řešení zdroje vysokého napětí pro meziobvod výstupního impulzního měniče se ukázalo jako nepraktické. Tato práce se zabývá návrhem, výrobou a oživením říditelného síťového spínaného zdroje, který má nahradit stávající zdroj vysokého napětí pro meziobvod přístroje.

2 POPIS PŘÍSTROJE PRO ELEKTROPORACI BUNĚK

Přístroj pro IRE je impulzní generátor, jehož výstupem jsou elektrické impulzy o napětí až 5 kV a proudu až 100 A, což představuje impulsní výkon 500 kW. Výstupní impulzy mají délku asi 0,1 ms. Vnitřní uspořádání přístroje je podrobně popsáno později v kapitole 2.2 [1].

Jak bylo zmíněno v úvodu, na světě již existuje systém *NanoKnife* od firmy *AngioDynamics*, který slouží ke stejnému účelu jako přístroj vyvíjený na UVEE. Přístroj od UVEE má ale oproti systému *NanoKnife* tyto výhody [1]:

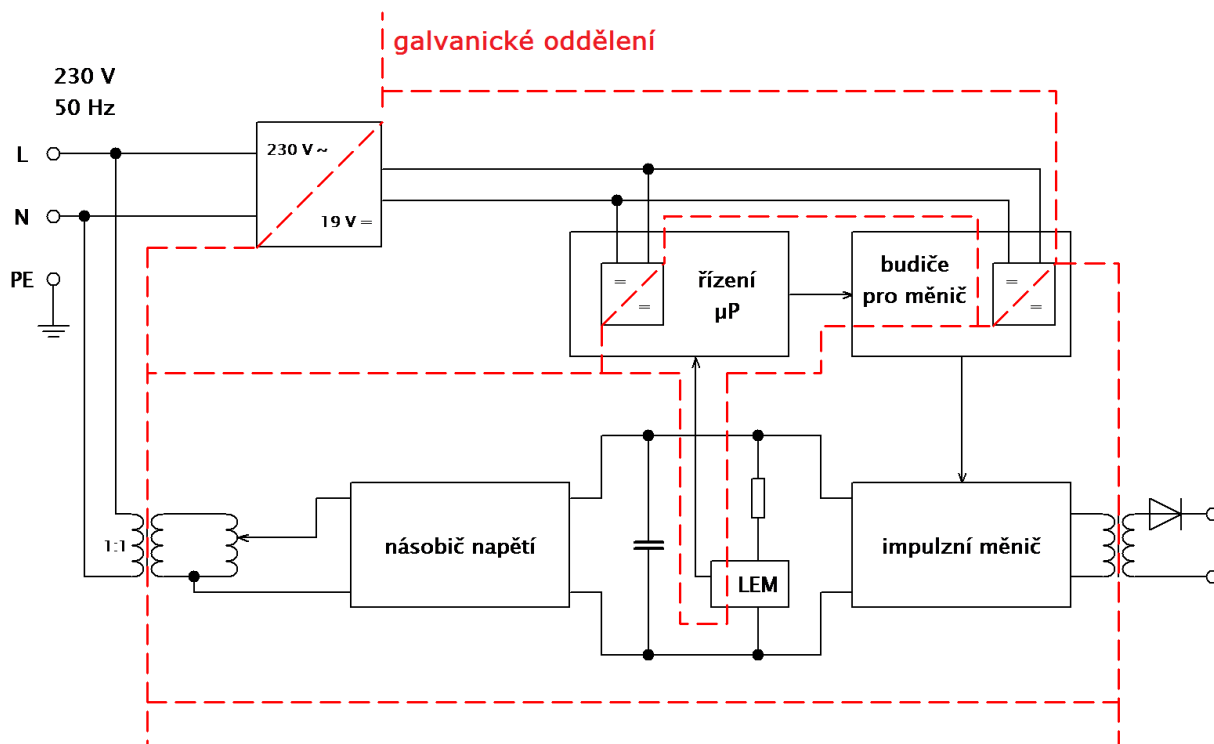
- výrazně nižší cena
- až trojnásobný impulsní výkon
- větší variabilita nastavení

2.1 Ireverzibilní elektroporace buněk

„Ireverzibilní elektroporace je nová, nontermální, minimálně invazivní metoda léčby primárních a sekundárních nádorů, která představuje alternativu k běžně používané radiofrekvenční ablaci (RFA), na rozdíl od které nedochází k tepelné destrukci tkáně. Do oblasti, kde se předpokládá zhoubný nádor, se zasunou jehlicové elektrody, do kterých je po úvodním nastavení vyslána série několika desítek krátkých elektrických pulsů o napětí 1500 až 4000 voltů. Jeden puls trvá v řádu desítek mikrosekund a mezi jednotlivými pulsy v sérii bývá interval zhruba jedné vteřiny. Cílem metody je vznik malých pórů na buněčných stěnách vlivem působení vysoké elektrické intenzity. To vede ke ztrátě integrity buněčné membrány, poškození homeostázy a následné apoptóze buněk. Elektroporací narušená buňka tedy postupně odumře, avšak vazivové struktury (cévy, nervy apod.) zůstanou na rozdíl od RFA nepoškozené. Po odumření buněk poškozené místo obrosté novými zdravými buňkami, kdežto původní nádorová tkáň této regenerace není schopna.“ [1]

2.2 Blokové schéma a popis funkce

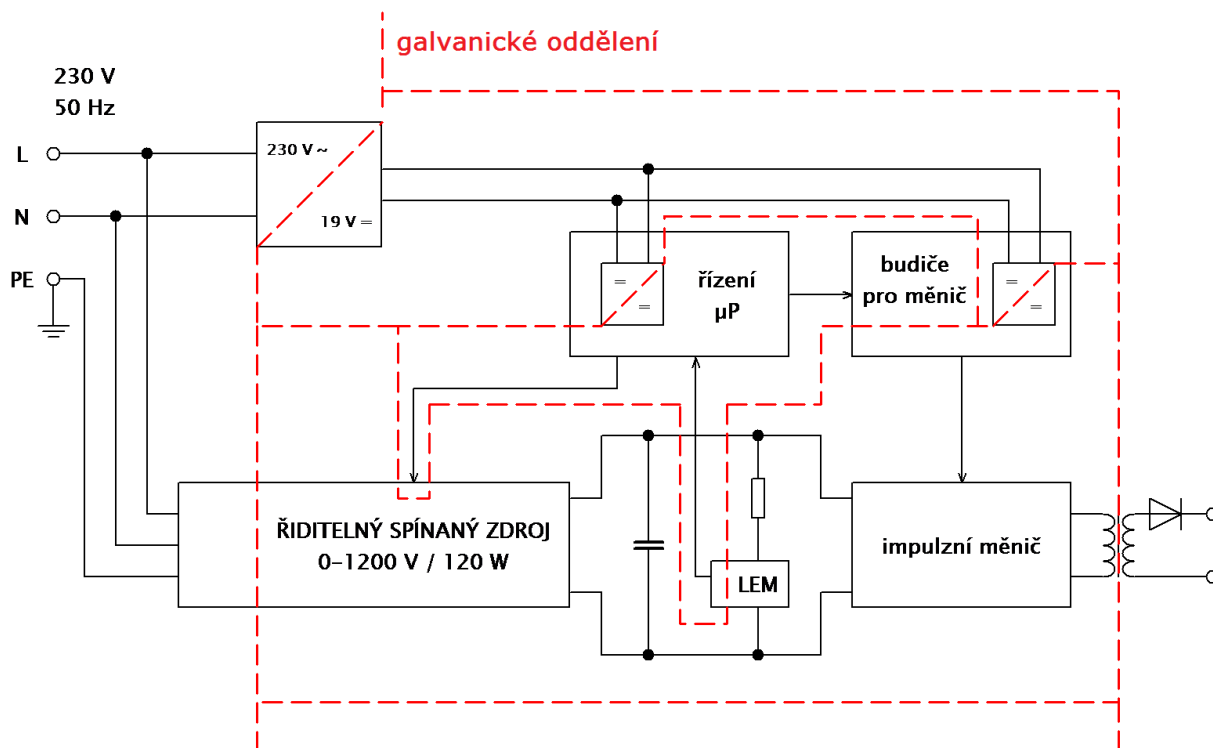
Původní řešení přístroje pro IRE využívalo jako zdroj vysokého napětí pro meziobvod autotransformátor a diodový násobič napětí. Zjednodušené blokové schéma původního řešení je vyobrazeno na Obr. 2-1.



Obr. 2-1: Blokové schéma původního zapojení přístroje pro IRE

Přístroj má jeden napájecí přívod pro síťové napětí 230 V, 50 Hz. Silová část se skládá z oddělovacího transformátoru, autotransformátoru, násobiče napětí, VN stejnosměrného meziobvodu, impulzního měniče a výstupního impulzního transformátoru. VN meziobvod je z bezpečnostních důvodů galvanicky oddělen od všech ostatních částí přístroje. K napájení řídicích a měřících obvodů je použit zdroj 19 V DC, jehož výstup je rozveden po přístroji. Modul s řídicím procesorem má vlastní DC/DC měnič pro napájení LEM snímače napětí meziobvodu a pro vlastní napájení. Napájení budičů impulzního měniče zajišťuje pomocný DC/DC měnič. Řízení impulzního měniče provádí mikrokontrolér *Freescall*, který dále zajišťuje komunikaci s obsluhou, měření napětí meziobvodu a další funkce. Nastavování napětí VN meziobvodu je řešeno ručním ovládáním autotransformátoru.

Blokové schéma přístroje pro IRE po plánovaném provedení úprav je vyobrazeno na Obr. 2-2. Proti původnímu řešení bude oddělovací transformátor, autotransformátor a násobič napětí nahrazen navrženým a vyrobeným říditelným spínaným zdrojem. Tento nový zdroj bude ovládán přímo z řídicího mikrokontroléru přístroje pro IRE.



Obr. 2-2: Blokové schéma upraveného zapojení přístroje pro IRE

3 KONCEPCE ZDROJE VN PRO MEZIOBVOD PŘÍSTROJE

Původní řešení zdroje vysokého napětí pro meziobvod přístroje, které bylo realizováno autotransformátorem a napěťovým násobičem, se ukázalo jako nepraktické. Největší nevýhodou řešení byl ručně ovládaný autotransformátor, který způsoboval následující problémy:

- napětí meziobvodu bylo potřeba nastavit ručně
 - zdlouhavé
 - nepřesné
 - špatně opakovatelné
- při aktivitě přístroje, kdy byl v činnosti výstupní impulzní měnič, napětí meziobvodu klesalo, což bylo nutné kompenzovat ručně ovládáním autotransformátoru
- autotransformátor je těžký a zbytečně zvyšoval hmotnost celého přístroje
- pohyblivý kontakt autotransformátoru by mohl být zdrojem poruch v budoucnosti

Pro zdravotnický personál, který by měl přístroj ovládat tímto způsobem, by byla práce značně nepohodlná. Bylo tedy rozhodnuto, že je potřeba navrhnout, sestavit a zprovoznit spínaný síťový vysokonapěťový zdroj. Řešení pomocí spínaného zdroje řízeného z mikroprocesoru problémy popsané výše odstraňuje. Díky nadřazenému řízení je navíc možné ukládat běžné hodnoty pracovních napětí VN meziobvodu a jejich nastavení poté provádět plně automaticky. Dále pak zdroj může obsahovat regulátor napětí, takže při zatížení meziobvodu výstupním impulzním měničem nedojde k poklesu napětí, respektive dojde k jeho automatické kompenzaci.

3.1 Požadavky na zdroj

Požadavky na spínaný zdroj pro přístroj jsou následující:

- maximální výstupní napětí $U_z = 1200 \text{ V}$
- výkon zdroje $P_{z,\max} = 120 \text{ W}$
- pracovní frekvence 30–40 kHz
- výstupní napětí zdroje musí být říditelné v celém rozsahu pomocí PWM signálu z řídicí desky přístroje
- zdroj musí být zkratuvzdorný (výstupem zdroje je nabíjena velká kapacita)
- výstup musí být galvanicky oddělen od sítě i od země

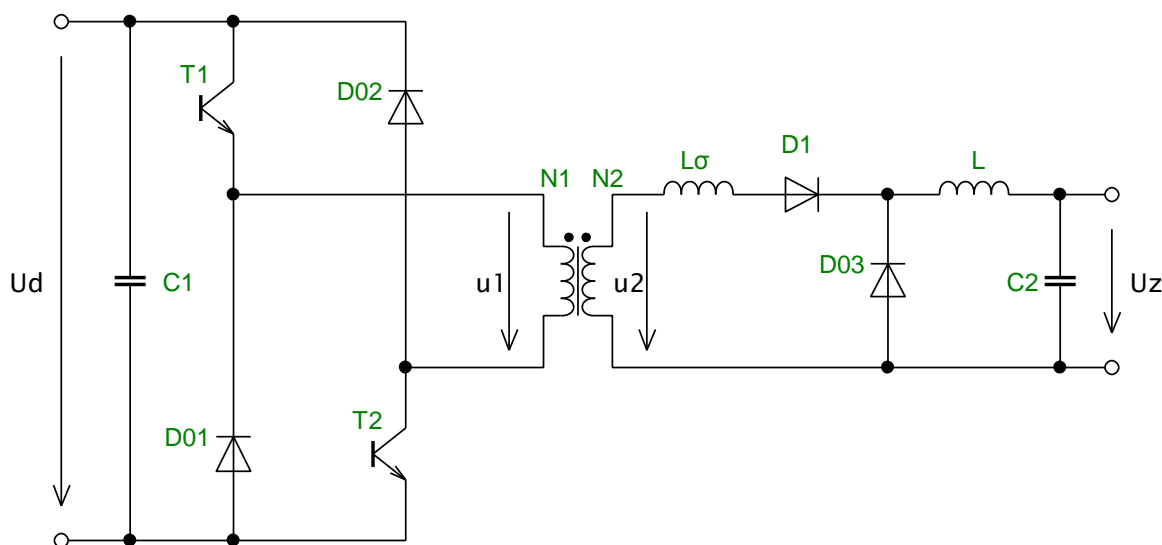
Jelikož je spínaný zdroj určen k montáži do prototypu zdravotnického zařízení, je vhodné při návrhu zohlednit bezpečnost návrhu. Rozumné předimenzování součástí zdroje je tedy vítáno.

3.2 Popis možných topologií měniče

Spínaný zdroj má být napájen přímo ze sítě a jedním z požadavků je nutnost galvanického oddělení jeho výstupu. Nelze tedy použít pulzní měnič bez transformátoru. K realizaci zdroje je nutné použít měnič s impulzním transformátorem. Možnými variantami jsou jednočinný propustný měnič, dvojčinný propustný měnič nebo blokující měnič.

3.2.1 Jednočinný propustný měnič s impulzním transformátorem

Schéma možného zapojení jednočinného propustného měniče s impulzním transformátorem je vyobrazeno na Obr. 3-1.



Obr. 3-1: Schéma jednočinného propustného měniče zapojeného do můstku [2] (upraveno)

U jednočinného propustného měniče dochází k přenosu výkonu na sekundární stranu jen při sepnutí tranzistorů. Při tom také zároveň narůstá magnetizační proud v primárním vinutí. Když jsou tranzistory vypnuté, probíhá demagnetizace (magnetizační proud klesá) a transformátor se připravuje na další cyklus. Zde je důležité, aby magnetizační proud klesl na nulu, čímž je omezena maximální střída sepnutí tranzistoru na $s < 0,5$. Kdyby byla střída vyšší, transformátor by se nestíhal demagnetizovat, došlo by k lavinovému přesycení jádra, magnetizační proud by narostl nade všechny meze a došlo by k tepelné destrukci měniče nadproudem. Velikost magnetizačního proudu (resp. sycení magnetického jádra) je u propustných měničů nezávislá na velikosti pracovního proudu přenášeného na sekundární stranu. Velikost výstupního napětí měniče je přímo úměrná střídě [3].

Propustné měniče jsou vhodné pro výrobu velkých výstupních proudů. Jejich výstup nutně musí obsahovat tlumivku, která umožňuje regulaci výstupního napětí pomocí střídy měniče. Díky filtraci výstupního proudu tlumivkou pak je méně namáhán výstupní kondenzátor (který ani nemusí být nutně přítomný, pokud není požadavek na vyhlazené výstupní napětí).

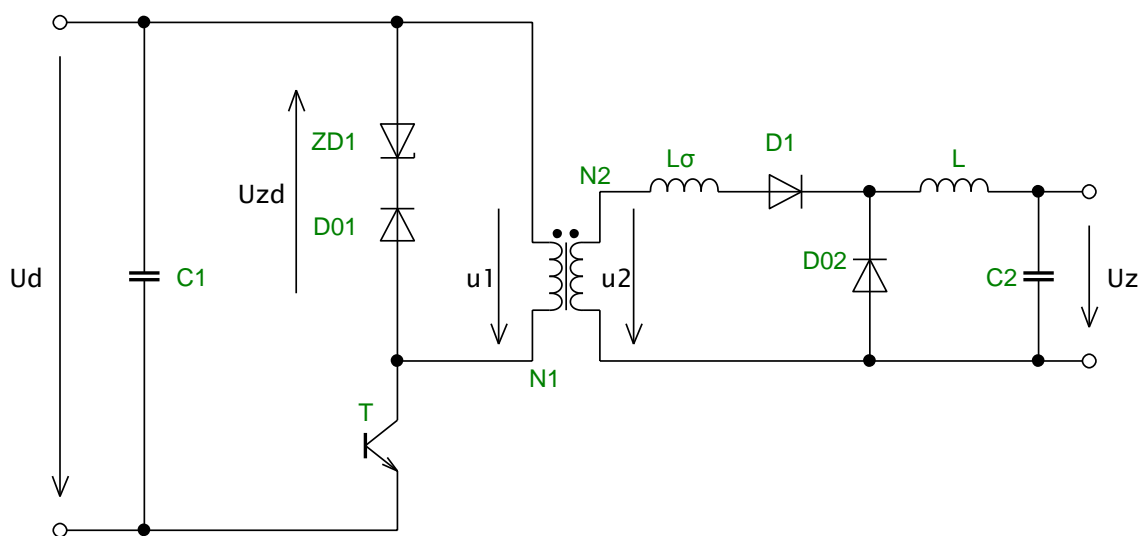
Zapojení vyobrazené na Obr. 3-1 má kromě výše popsanych následující vlastnosti:

- transformátor se demagnetuje přes diody D01, D02 bezeztrátově do meziobvodu
- střída musí být menší, než 0,5
- tranzistory jsou namáhány napětím U_d
- tranzistory potřebují galvanicky navzájem oddělené budící signály
- je nutné použít výstupní tlumivku

V požadované aplikaci má mít měnič výstupní napětí $U_z = 1200$ V. Dále se jedná o medicínskou aplikaci, kde je nutné výstupní napětí bezpečně oddělit od sítě. Transformátor tedy musí mít dostatečnou izolační bariéru mezi primárním a sekundárním vinutím. Tato bariéra však zvyšuje parazitní rozptylovou indukčnost transformátoru na schématu označenou L_σ . Rozptylová indukčnost pak u propustných měničů způsobuje úbytek výstupního napětí při zatížení (měnič je „měkký“) a navíc způsobuje přepětí na sekundárním vinutí. Tímto přepětím jsou pak namáhány obě diody (D1, D03) na sekundární straně měniče [2].

Kromě principiální nevhodnosti měniče pro výrobu vysokého napětí je tento typ měniče nevhodný pro požadovanou aplikaci hlavně z důvodu velké obvodové složitosti. Obsahuje 2 tranzistory, kde minimálně u horního tranzistoru T1 musí být buzení oddělené od řídicích obvodů. Dále tento typ měniče obsahuje 2 diody na primární straně, 2 diody na sekundární straně, a navíc je potřeba výstupní tlumivka. Dalším důvodem je nevýhodný vliv rozptylové indukčnosti, která zvyšuje napětěové namáhání diod na sekundární straně.

Pro nižší přenášené výkony lze s výhodou použít zapojení na Obr. 3-2, kde se primární vinutí nedemagnetizuje do meziobvodu ale do Zenerovy diody. Energie uložená v magnetickém obvodu se tedy nerecuperuje, ale převádí na teplo. To sice zhoršuje účinnost, ale výrazně zjednodušuje obvodové řešení měniče. Rychlost demagnetizace závisí na velikosti napětí U_{zd} . Pokud je $U_{zd} > U_d$, může být střída $s > 0,5$. V ostatních ohledech pracuje tento měnič podobně jako jednočinný měnič na Obr. 3-1 [2].

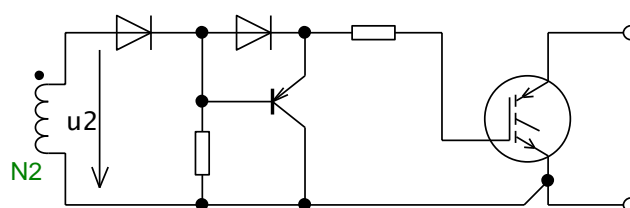


Obr. 3-2: Schéma zapojení jednočinného propustného měniče s demagnetizací do Zenerovy diody [2] (upraveno)

Měnič s demagnetizací do Zenerovy diody (Obr. 3-2) má proti měniči zapojeném do můstku (Obr. 3-1) tyto rozdílné vlastnosti:

- výrazně jednodušší obvodové řešení
- není potřeba galvanicky oddělené buzení tranzistoru
- tranzistor je namáhán napětím $U_d + U_{zd}$
- řešení je vhodné pouze pro přenášení malých výkonů (měnič má menší účinnost)

Tento typ měniče je vhodný pro realizaci budiče tranzistorů tam, kde je potřeba galvanicky oddělit ovládaný tranzistor od řídicích obvodů. Energie potřebná pro buzení tranzistoru je totiž malá, není potřeba přenášet velký výkon a nižší účinnost měniče zde není problematická. Pro buzení tranzistorů je nutné upravit sekundární část měniče do podoby, která je vyobrazena na Obr. 3-3.

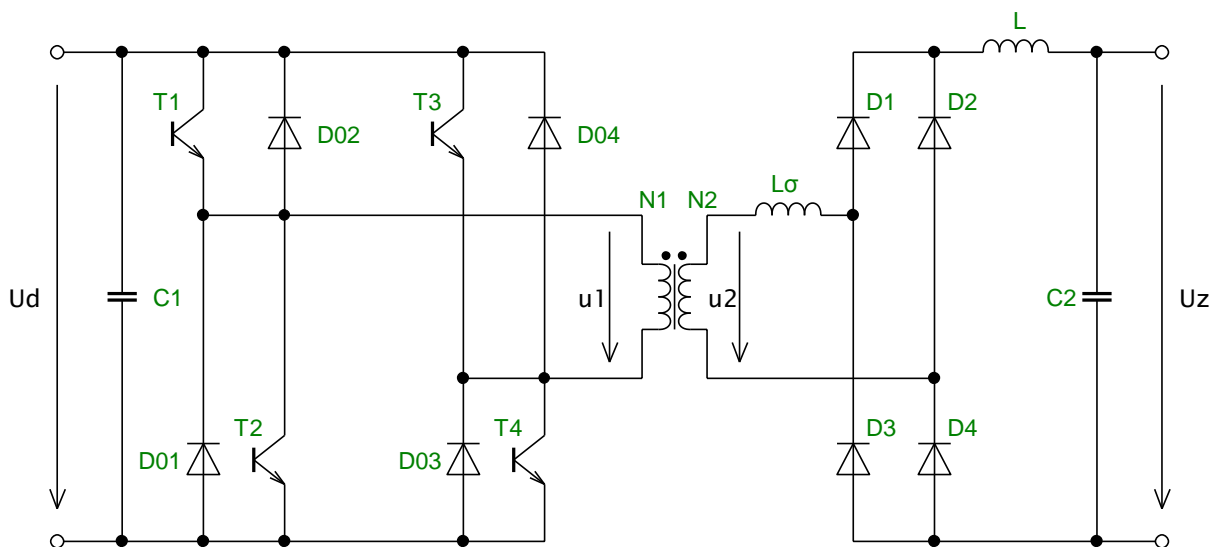


Obr. 3-3: Úprava sekundární části jednočinného propustného měniče pro buzení výkonového tranzistoru [2] (upraveno)

Tento typ měniče je v práci použit k buzení pomocného tranzistoru pro vybíjení výstupní kapacity zdroje (případně připojené kapacitní zátěže) při požadavku na snížení výstupního napětí. Jelikož není potřeba spínat pomocný vybíjecí tranzistor vysokou frekvencí, byla sekundární část měniče ještě zjednodušena.

3.2.2 Dvojčinný propustný měnič s impulzním transformátorem

Schéma dvojčinného propustného měniče s impulzním transformátorem je vyobrazeno na Obr. 3-4.



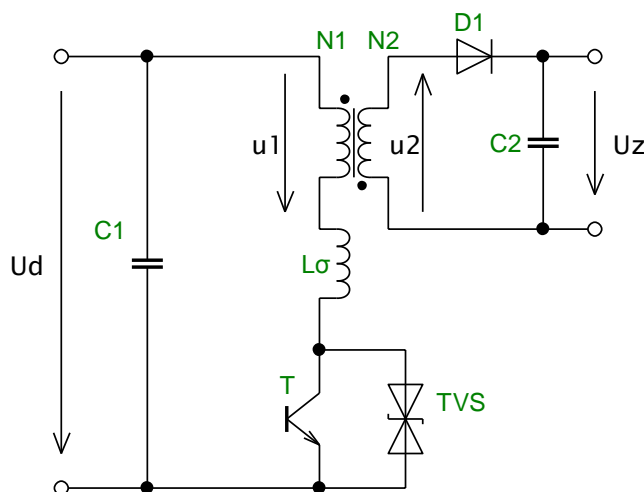
Obr. 3-4: Schéma zapojení dvojčinného propustného měniče [2] (upraveno)

Podobně jako u jednočinného propustného měniče je u dvojčinného propustného měniče energie přenášena na sekundární stranu pouze při sepnutí tranzistorů v úhlopříčce (tj. T1, T4 nebo T2, T3). Oba tyto stavy se během spínací periody vždy vystřídají a k přenosu výkonu na sekundární stranu tedy dochází dvakrát – proto se měnič nazývá dvojčinný. Sycení jádra transformátoru je oboupolaritní a rozkmit indukce v jádře může být proti jednočinnému měniči přibližně dvojnásobný. Jádro je tedy lépe využito a transformátor může být menší. Dvojčinný měnič však klade vyšší nároky na řízení. Je nutno galvanicky odděleně budit více tranzistorů a dále je potřeba zajistit, aby napětí na primárním vinutí mělo nulovou střední hodnotu [3].

Pro požadovanou aplikaci s maximálním výkonem $P_{z,max} = 120 \text{ W}$ je tento typ měniče absolutně nevhodný, a to z důvodu příliš velké složitosti a z toho plynoucí menší spolehlivosti.

3.2.3 Blokující měnič s impulzním transformátorem

Schéma blokujícího měniče s impulzním transformátorem je vyobrazeno na Obr. 3-5.



Obr. 3-5: Schéma zapojení blokujícího měniče s potlačením přepětí pomocí transilu [2] (upraveno)

Na rozdíl od propustného měniče zde transformátor nepřenáší energii na sekundární stranu při sepnutí tranzistoru, ale naopak při jeho vypnutí. V době sepnutí tranzistoru T dochází k akumulaci energie v magnetickém obvodu, při rozepnutí tranzistoru je energie předávána do výstupní kapacity C2. Transformátor tedy pracuje spíše jako tlumivka s více vinutími, která je magnetována z primární strany a demagnetována ze sekundární strany. Přenos energie je realizován magnetizačním proudem, takže se při různém zatížení měniče mění také sycení jádra. Velikost magnetického jádra je tedy úměrná velikosti maximálního přenášeného výkonu [3]. Vzhledem k tomu, že v sérii se sekundárním vinutím transformátoru nesmí být zapojena tlumivka, musí výstupní kondenzátor snášet poměrně vysoký impulzní proud. Tento typ měniče tedy není vhodný pro aplikace s velkým výstupním proudem. Další nevýhodou blokujícího měniče je neblahý vliv parazitní rozptylové indukčnosti L_σ na spínací

tranzistor. Při vypnutí tranzistoru na něm rozptylová indukčnost způsobuje napětové překmity, které by mohly tranzistor prorazit. Velikost a energie těchto překmitů je navíc úměrná zatížení měniče. Výšku napětových překmitů je nutné omezovat pomocí ochranného obvodu tranzistoru nebo jinými metodami.

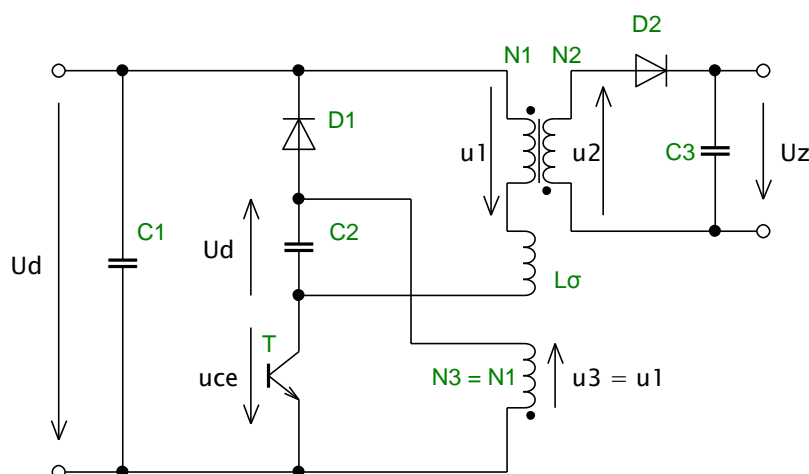
Blokující měnič má následující vhodné vlastnosti:

- jednoduchá topologie pouze s jedním spínačem
- není potřeba výstupní filtrační tlumivka
- měnič je vhodný pro výrobu vysokého napětí [3]

Právě jednoduchost topologie a z toho plynoucí spolehlivost jsou hlavními důvody, proč je blokující měnič vhodný pro realizaci požadovaného zdroje. Měnič obsahuje pouze 1 tranzistor, jehož buzení je vztaženo k zápornému pólu meziobvodu, 1 diodu na primární straně a jednu diodu na sekundární straně. Na sekundární straně není potřeba žádná tlumivka jako u propustných měničů.

3.3 Použitá topologie

Pro konstrukci zdroje vysokého napětí pro meziobvod přístroje pro IRE bylo rozhodnuto použít blokující měnič. V základním zapojení podle Obr. 3-1 však rozptylová indukčnost transformátoru, která z důvodů popsaných v kapitole 3.2.1 nebude malá, způsobuje problematické přepětí na tranzistoru. Přepětí lze omezit pomocí ochranných obvodů tranzistoru, ve kterých je uvolněná energie z rozptylové indukčnosti pohlcována a následně mařena na teplo. Jelikož je u požadovaného měniče předpokládána vyšší hodnota rozptylové indukčnosti transformátoru, množství mařené energie v ochranném obvodu tranzistoru by bylo příliš velké. Produkované teplo by ohřívalo ostatní součásti měniče a tím by byla snížena jeho spolehlivost. Navíc by rezistory použité v ochranném obvodu tranzistoru musely být velké, takže by zvětšovaly velikost celého zařízení. Úpravou zapojení měniče však lze omezovat překmit a pohlcovanou energii rozptylové indukčnosti rekuperovat do meziobvodu. Jedna z možných úprav blokujícího měniče, která umožňuje rekuperaci pohlcené energie rozptylové indukčnosti je vyobrazena na Obr. 3-6.



Obr. 3-6: Schéma zapojení blokujícího měniče s bezrozptylovým omezením překmitu

Z obrázku je patrná úpravou zachovaná jednoduchost měniče – především pouze jeden tranzistor. Nevýhodou této úpravy je potřeba pomocného primárního vinutí N3. Vinutí N3 má stejný počet závitů jako vinutí N1. Princip funkce omezovače přepětí na tranzistoru je následující: Kondenzátor C2 je ze stejnosměrného hlediska přes obě primární vinutí N1, N3 připojen k meziobvodu na napětí U_d . Ze střídavého hlediska lze pro kondenzátor C2 podle II. Kirchhoffova zákona napsat rovnici:

$$u_1 + u_{C2} - u_3 = 0 \quad (3.1)$$

Jelikož platí $N1 = N3$, platí také $u_1 = u_3$. Po dosazení do (3.1) vyjde pro střídavou složku napětí na kondenzátoru C2:

$$u_{C2} = 0 \quad (3.2)$$

Pokud by neexistovala rozptylová indukčnost, kondenzátorem by tedy netekl proud a činnost měniče by nebyla nijak ovlivněna. Parazitní rozptylová indukčnost L_σ však způsobuje napětové překmity na tranzistoru. Pokud by vlivem napětového překmitu mělo dojít k překročení napětí tranzistoru $u_{CE} > 2U_d$, otevře se dioda D1 a kondenzátor C2 nedovolí další růst u_{CE} . Pohlčená energie je vracena do meziobvodu stejnosměrnou cestou přes vinutí N1, N3. Parazitní rozptylovou indukčností L_σ je představován rozptyl mezi vinutími N1, N2, který je způsoben mimo jiné nutnou izolační bariérou mezi vinutími. Je dobré zdůraznit, že rozptyl vinutí N3 se na napětovém překmitu při vypnutí tranzistoru nijak nepodílí a není tedy nutné jej za každou cenu snižovat. Mnohem důležitější je minimalizace rozptylové indukčnosti L_σ .

3.4 Popis možných uspořádání řídicích obvodů zdroje

Řídicí obvody zdroje je možno zapojit několika způsoby. Je možné je umístit (galvanicky spojit) na primární část měniče, sekundární část nebo galvanicky odděleně od obou částí.

První variantou je umístit řízení na sekundární stranu. Toto řešení je obecně považováno z pohledu přesnosti a rychlosti regulace výstupních veličin za nejlepší. Informace o měřených výstupních veličinách je totiž možné přivést přímo k regulátoru a díky přesně definovaným přenosům těchto veličin lze regulační smyčku lépe vyladit. Je však potřeba zajistit přenos řídicích signálů pro spínací tranzistory na primární stranu a přenos informace o primárním proudu přes izolační bariéru. Je nutné také pomocným zdrojem zajistit galvanicky oddělené napájení řídicích obvodů. Signál o žádané hodnotě napětí z nadřazeného řídicího procesoru je také nutné galvanicky oddělit. Na navrhovaný zdroj jsou z hlediska rychlosti regulace kladeny pouze nízké požadavky, takže jediným reálným přínosem této varianty by byla možnost použít levný snímač výstupního napětí – odporový dělič. Ve všech ostatních ohledech by však řešení bylo zbytečně složité a tedy nevhodné.

Druhou variantou je umístit řízení na primární stranu. Řešení je obzvláště výhodné při použití pouze jednoho spínacího tranzistoru v primárním obvodu, který je připojen k zápornému pólu meziobvodu. V takovém případě není potřeba zajišťovat galvanické

oddělení pro budící signál a řízení je možné připojit přímo k tranzistoru. Měření primárního proudu je možné řešit jednoduše bočníkem a není potřeba proudový transformátor. Napájení řídicích obvodů je možné realizovat pomocným zdrojem nebo pomocným vinutím na hlavním transformátoru. Nevýhodami tohoto řešení jsou nutnost galvanického oddělení signálu z nadřazeného řídicího procesoru o žádané hodnotě napětí a také signálu o měřené hodnotě napětí v meziobvodu.

Třetí variantou je oddělit řízení od primární i sekundární části. Největší výhodou, kterou toto řešení přináší, je možnost spojit zem řídicích obvodů se zemí řídicího procesoru. Je tedy možné signál o žádané hodnotě napětí přivést přímo bez galvanického oddělení a také využít signál o měřeném napětí meziobvodu, který je již k procesoru přiveden. Dále je tím umožněno využít zdroj pro napájení nadřazeného řídicího procesoru a jeho periferních obvodů také k napájení řídicích obvodů navrhovaného zdroje. Je však nutné galvanicky oddělit budící signál pro tranzistor a měření primárního proudu provádět proudovým transformátorem.

3.5 Použité uspořádání řídicích obvodů zdroje

Na základě zhodnocení výhod a nevýhod jednotlivých možností bylo po konzultaci s vedoucím projektu vývoje přístroje pro IRE rozhodnuto umístit řídicí obvody zdroje na primární stranu. Varianta s řízením na sekundární straně byla zavrhnuta jako zbytečně složitá. Při třetí variantě by zase přímé spojení s řídicím procesorem a jeho napájením mohlo šířit případné rušení ze zdroje do procesoru. Dále by bylo nutné galvanicky oddělit buzení tranzistoru a k měření primárního proudu použít transformátor. Krom toho by byly řídicí obvody závislé na přítomnosti cizího napájení a signálu o měřeném napětí meziobvodu.

U zvolené druhé varianty je, jak bylo popsáno výše, možné zajistit napájení řídicích obvodů pomocným vinutím na hlavním transformátoru nebo pomocným zdrojem. Navrhovaný zdroj má být schopen regulace výstupního napětí v plném rozsahu a jeho zatížení může být při neaktivitě výstupního impulzního měniče přístroje pro IRE téměř nulové. Měnič tedy bude často pracovat se střídou blízkou nule. Pokud by bylo k napájení řídicích obvodů použito pomocné vinutí na hlavním transformátoru, ve výše popsaném režimu by nemusela dodávaná energie stačit k udržení jejich chodu. Řídicím obvodům zdroje je tedy nutné zajistit napájení pomocným zdrojem.

Měření napětí meziobvodu je řešeno pomocí napěťového čidla *LEM*, které zajišťuje také galvanické oddělení signálu. K tomuto účelu bylo přidáno druhé, nové čidlo. Původní čidlo zůstalo připojeno pouze k řídicímu procesoru. Tím je zajištěna nezávislost zdroje a nadřazeného řízení.

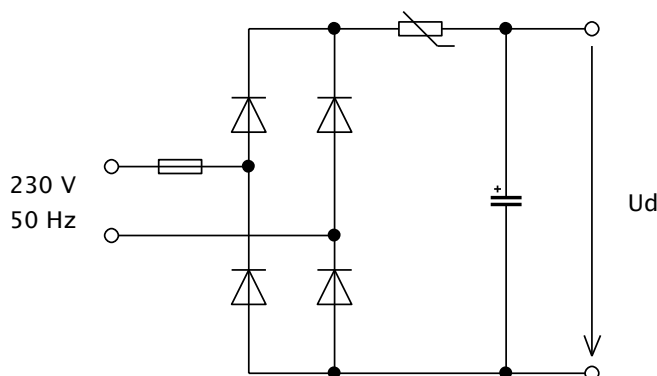
Galvanické oddělení žádané hodnoty napětí mezi nadřazeným procesorem a zdrojem je řešeno optočlenem. Jelikož je žádaná hodnota kódována střídou PWM signálu, realizace obvodu je jednoduchá.

4 NÁVRH ZDROJE VN PRO MEZIOBVOD PŘÍSTROJE

Jelikož bylo rozhodnuto o topologii měniče, způsobu zapojení jeho řídicích obvodů a o celkové koncepci zdroje, je možné přistoupit k samotnému návrhu. Při návrhu měniče bylo postupováno podle směru toku energie. Nejdříve byl tedy navržen síťový usměrňovač, poté primární strana měniče, impulzní transformátor, a nakonec sekundární strana měniče. Poté byl proveden návrh řídicích obvodů, vybíjecího obvodu a jejich napájení.

4.1 Síťový usměrňovač

K usměrnění síťového napětí o velikosti $U_f = 230$ V a frekvenci $f_s = 50$ Hz slouží dvoupulzní můstkový usměrňovač s filtračním kondenzátorem. K omezení nabíjecího proudu kondenzátoru při připojení zdroje k síti slouží výkonový NTC termistor. Schéma zapojení je vyobrazeno na Obr. 4-1.



Obr. 4-1: Schéma zapojení síťového usměrňovače

Při návrhu síťového usměrňovače bylo postupováno podle [4]. Pro výpočet kapacity filtračního kondenzátoru je použita rovnice [4]:

$$C = \frac{I_d}{2f_s \Delta U} \left[1 - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - \delta) \right] \quad (4.1)$$

kde f_s je frekvence síťového napětí, ΔU je zvlnění usměrněného napětí a δ je relativní pokles napětí, pro který platí [4]:

$$\delta = \frac{\Delta U}{U_m} \quad (4.2)$$

kde U_m je amplituda síťového napětí. Hodnota δ by měla podle [4] být v rozsahu:

$$\delta \in \langle 0,05; 0,2 \rangle \quad (4.3)$$

Při použití vyšší hodnoty δ je větší zvlnění usměrněného napětí, ale zmenšuje se výška proudových impulzů odebíraných ze sítě a tím klesá i rušení a zatížení sítě. Navrhovaný zdroj bude mít relativně malý výkon, takže je možné zvolit nižší δ bez příliš

negativního vlivu na síť. Byla tedy zvolena hodnota $\delta = 0,1$. Velikost zvlnění usměrněného napětí lze vyjádřit z rovnice (4.2):

$$\Delta U = \sqrt{2}U_f\delta = \sqrt{2} \cdot 230 \cdot 0,1 = 32,5 \text{ V} \quad (4.4)$$

Při špičkové hodnotě síťového napětí $U_m = 325 \text{ V}$ tedy bude střední hodnota usměrněného napětí přibližně $U_d = 309 \text{ V}$. V dalších výpočtech je počítáno s více pesimistickou hodnotou $U_d = 300 \text{ V}$. Pro střední hodnotu proudu dodávaného do meziobvodu platí:

$$I_d = \frac{P_{z,max}}{U_d} = \frac{120}{300} = 0,4 \text{ A} \quad (4.5)$$

Nyní už jsou známy všechny hodnoty pro dosazení do (4.1), lze tedy vypočítat potřebnou hodnotu kapacity filtračního kondenzátoru:

$$C = \frac{I_d}{2f_s\Delta U} \left[1 - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - \delta) \right]$$

$$C = \frac{0,4}{2 \cdot 50 \cdot 32,5} \left[1 - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - 0,1) \right] = 105 \text{ } \mu\text{F} \quad (4.6)$$

K osazení byl zvolen elektrolytický kondenzátor $150 \text{ } \mu\text{F} / 400 \text{ V}$.

4.2 Primární strana měniče

Při návrhu bylo postupováno podle [2]. Výchozími parametry jsou: $U_d = 300 \text{ V}$, $U_z = 1200 \text{ V}$, $P_{z,max} = 120 \text{ W}$, $f = 30 \text{ kHz}$. Při použité topologii je nutné dodržet podmínku, že maximální střída v žádném případě nepřesáhne hodnotu 0,5. Z důvodu možných výkyvů napájecího napětí v síti a také kvůli bezpečnosti návrhu byla zvolena maximální střída menší. Její hodnota je $s_{max} = 0,38$. Magnetický obvod transformátoru měniče je optimálně využit při práci na mezi spojitého a přerušovaného toku, měnič je tedy navrhován pro tento režim činnosti.

Primární strana měniče je nejvíce namáhána při maximálním výkonu a výstupním napětí měniče. Je tedy nutné ji dimenzovat na toto zatížení. Maximální špičková hodnota primárního proudu je určena napětím meziobvodu, maximálním výkonem a maximální střídou [2]:

$$I_{\mu 1,max} = \frac{2P_{z,max}}{U_d s_{max}} = \frac{2 \cdot 120}{300 \cdot 0,38} = 2,1 \text{ A} \quad (4.7)$$

Pro dimenzování primární strany měniče je nutné vypočítat střední a efektivní hodnotu proudu v primárním vinutí [2]:

$$I_{\mu 1,stř} = \frac{I_{\mu 1,max}}{2} s_{max} = \frac{2,1}{2} \cdot 0,38 = 0,4 \text{ A} \quad (4.8)$$

$$I_{\mu 1,ef} = I_{\mu 1,max} \sqrt{\frac{S_{max}}{3}} = 2,1 \sqrt{\frac{0,38}{3}} = 0,75 \text{ A} \quad (4.9)$$

Střední hodnota proudu odebíraná ze síťového usměrňovače se samozřejmě rovná střední hodnotě proudu v primárním vinutí.

Tranzistor je teoreticky v nejhorším případě namáhán napětím $2U_d$. Topologie obvodu totiž nedovolí, aby parazitní rozptylová indukčnost transformátoru způsobila větší překmit. Ve skutečnosti však má parazitní indukčnost také smyčka C1-D1-C2-T (viz Obr. 3-6 na str. 10). Je tedy nutné omezit plochu této smyčky na plošném spoji na minimum. Nikdy se však nepodaří překmit úplně eliminovat, takže je nutné s překmitem počítat při dimenzování tranzistoru. Tranzistory MOSFET se závěrným napětím nad 600 V již nemají dobré parametry. Jako hlavní spínač byl tedy zvolen IGBT tranzistor *SGP07N120* značky *Infineon* s parametry [5]:

- $U_{CE,max} = 1200 \text{ V}$
- $I_{C,max} = 7,9 \text{ A}$
- $U_{CE,sat} = 2,3 \text{ V}$
- $R_d = 0,19 \Omega$
- $E_{off} = 0,2 \text{ mJ}$
- $\vartheta_{QJ,max} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$
- $R_{Q,\vartheta JC} = 1 \text{ K}\cdot\text{W}^{-1}$

Pro ztráty na tranzistoru vedením platí [6]:

$$\begin{aligned} P_{Q,ztr,ved} &= U_{CE,sat} \cdot I_{\mu 1,stř} + R_d \cdot I_{\mu 1,ef}^2 = \\ &= 2,3 \cdot 0,4 + 0,19 \cdot 0,75^2 = 1,0 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Pro spínací ztráty na tranzistoru platí:

$$P_{Q,ztr,př} = E_{off} \cdot f = 0,2 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^3 = 6 \text{ W} \quad (4.11)$$

Celkové ztráty na tranzistoru jsou dány součtem spínacích ztrát a ztrát vedením:

$$P_{Q,ztr} = P_{Q,ztr,ved} + P_{Q,ztr,př} = 1,0 + 6 = 7 \text{ W} \quad (4.12)$$

Při takovém ztrátovém výkonu je nutné zajistit chlazení tranzistoru pomocí chladiče. Z důvodu omezení vlivu chladiče na okolní součásti byla jeho maximální teplota omezena na $\vartheta_{H,max} = 80 \text{ }^\circ\text{C}$. Při očekávané vnitřní teplotě přístroje pro IRE o hodnotě $\vartheta_A = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ je maximální tepelný odpor chladiče:

$$R_{Q,\vartheta HA} = \frac{\vartheta_{H,max} - \vartheta_A}{P_{Q,ztr}} = \frac{80 - 40}{7} = 5,7 \text{ K}\cdot\text{W}^{-1} \quad (4.13)$$

Dioda na primární straně je napětově namáhána stejně jako tranzistor. Proudově je dioda namáhána pouze proudem způsobeným parazitní rozptylovou indukčností transformátoru L_σ . Špičková hodnota tohoto proudu je shodná s $I_{\mu 1,max}$. Efektivní a střední hodnoty tohoto proudu jsou neznámé, ale jelikož proud rozptylovou indukčností velmi

rychle zaniká, dosahují tyto hodnoty odhadem 5 – 30 % proudu tranzistoru. K osazení byla zvolena dioda *STTH112*. Vybraná dioda má tyto parametry [7]:

- $U_R = 1200 \text{ V}$
- $I_{F,max} = 1 \text{ A}$

Pro výpočet kapacity kondenzátoru C2 (dle Obr. 3-6 na str. 10) se vychází z požadavku, že během pohlcení energie z rozptylové indukčnosti L_σ při zachycování překmitu smí napětí na C2 vzrůst pouze nepatrně.

Pro napětí na kondenzátoru platí:

$$\Delta U = \frac{\Delta Q}{C} \quad (4.14)$$

Po vypnutí tranzistoru protéká kondenzátorem proud způsobený indukčností L_σ , a to po velmi krátkou dobu (jednotky procent spínací periody). Pro výpočet náboje, který musí kondenzátor akumulovat je uvažována pesimistická hodnota 5 % spínací periody. Pro velikost náboje platí:

$$\Delta Q = \frac{0,05 \cdot I_{\mu 1, st\check{r}}}{f} \quad (4.15)$$

Po dosazení (4.15) do (4.14) a vyjádřením kapacity byl získán vztah pro výpočet potřebné kapacity C2. Jako maximální vzrůst napětí je uvažováno 5 % napětí meziobvodu:

$$C = \frac{0,05 \cdot I_{\mu 1, st\check{r}}}{f \cdot 0,05 \cdot U_d} = \frac{0,4}{30 \cdot 10^3 \cdot 300} = 44 \text{ nF} \quad (4.16)$$

K osazení byl zvolen impulzní svitkový kondenzátor 150 nF / 630 V, ale po dohodě s vedoucím práce bylo rozhodnuto osadit kondenzátor s parametry 470 nF / 630 V, který měl stejné rozměry pouzdra a škola ho měla velké zásoby, takže nebylo nutné jej nakupovat.

4.3 Impulzní transformátor

Návrh impulzního transformátoru se skládá z elektromagnetického návrhu, kde jsou určeny parametry magnetického obvodu a počty závitů a z návrhů pro výrobu jednotlivých vinutí.

4.3.1 Elektromagnetický návrh

Prvním krokem návrhu je určení indukčnosti primárního vinutí [2]:

$$L_1 = \frac{U_d^2 S_{max}^2}{2f P_{z,max}} = \frac{300^2 \cdot 0,38^2}{2 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 120} = 1,8 \text{ mH} \quad (4.17)$$

Pro výrobu hlavního impulzního transformátoru bylo školou poskytnuto jádro *ETD5922* z materiálu *CF139*. Jádro má následující parametry: $S_j = 368 \text{ mm}^2$, $l_{Fe} = 139 \text{ mm}$, $\mu_{r,Fe} = 1618$ [8]. Maximální sycení jádra bylo zvoleno $B_{max} = 0,26 \text{ T}$.

Pro potřebný počet primárních závitů platí [2]:

$$N_1 = \frac{L_1 I_{\mu 1, \max}}{B_{\max} S_j} = \frac{1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 2,1}{0,26 \cdot 368 \cdot 10^{-6}} = 39,5 \doteq 40 \quad (4.18)$$

Délka vzduchové mezery byla vypočtena podle rovnice [2]:

$$l_v = \frac{N_1 \mu_0 I_{\mu 1, \max}}{B_{\max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{r, Fe}} =$$

$$= \frac{40 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2,1}{0,26} - \frac{139 \cdot 10^{-3}}{1618} = 0,32 \text{ mm} \quad (4.19)$$

Vypočtená délka je celkovou délkou vzduchové mezery. Jelikož je vzduchová mezera realizována vložkou mezi půlky magnetického jádra, a magnetický tok prochází touto vložkou dvakrát, tloušťka vložky je poloviční.

Pro maximální napětí na tranzistoru platí [2]:

$$U_{CE, \max} = \frac{U_d}{1 - s_{\max}} = \frac{300}{1 - 0,38} = 484 \text{ V} \quad (4.20)$$

Počet sekundárních závitů byl vypočten podle rovnice [2]:

$$N_{2, \text{vyp}} = N_1 \frac{U_z}{U_{CE, \max} - U_d} = 40 \cdot \frac{1200}{484 - 300} = 260,9 \quad (4.21)$$

Počet sekundárních závitů bude zaokrouhlen na celé číslo až později. Napětí na sekundární straně při sepnutém tranzistoru lze vypočítat podle rovnice:

$$U_{2, \max} = U_d \frac{N_{2, \text{vyp}}}{N_1} = 300 \cdot \frac{260,9}{40} = 1957 \text{ V} \quad (4.22)$$

Při maximálním výstupním napětí by tedy sekundární usměrňovací dioda byla namáhaná napětím:

$$U_{D2, \max} = U_{2, \max} + U_z = 1957 + 1200 = 3157 \text{ V} \quad (4.23)$$

Vzhledem k tomu, že diody s takovým závěrným napětím jsou na trhu špatně dostupné, je nutné pro dosažení dostatečného závěrného napětí zapojit několik běžných diod do série. Při tom je nutné na nich zajistit rovnoměrné rozložení napětí. To je možné řešit pomocí rezistorového děliče napětí zapojeného paralelně k diodám. Rezistory by však zahřívaly okolní prostor, čímž by mohly snížit spolehlivost zdroje. Rozdělením sekundárního vinutí na několik částí je docíleno rovnoměrného rozdělení napětí na diodách také, ale nedochází při tom k nechtěným ztrátám na rezistorech. Sekundární vinutí tedy bylo rozděleno na 6 sekcí. Počet závitů v jedné sekci je:

$$N_{2, \text{sekce}} = \frac{N_{2, \text{vyp}}}{6} = \frac{260,9}{6} = 43,48 \doteq 43 \quad (4.24)$$

Celkový počet závitů sekundárního vinutí je pak:

$$N_2 = 6 \cdot N_{2, \text{sekce}} = 6 \cdot 43 = 258 \quad (4.25)$$

4.3.2 Návrh primárního vinutí

K použitému jádru výrobce dodává kostřičku *Lj ETD5922hp 26p 1s*. Rozměry okna pro vinutí u použité kostřičky jsou [9]:

- axiální délka okna pro vinutí: $l = 41,4 \text{ mm}$
- radiální délka okna pro vinutí: $v = 9,1 \text{ mm}$

Pro minimalizaci parazitní rozptylové indukčnosti L_σ je vhodné, aby byly vinutí N1, N2 rozděleny na co největší axiální délku okna pro vinutí. Při daném rozměru l , počtu závitů N_1 a zaplnění pouze jedné vrstvy vinutí musí být průměr vodiče d_1 maximálně:

$$d_1 \leq \frac{l}{N_1} = \frac{41,4}{40} = 1,035 \text{ mm} \quad (4.26)$$

Pro správný návrh průměru vodičů vinutí je potřeba znát hloubku vniku proudu z důvodu skin efektu. Vinutími N1, N2 poteče vysokofrekvenční proud ve tvaru trojúhelníkových pulzů, u kterého je energeticky významná minimálně 5. harmonická. Při pracovní frekvenci měniče $f = 30 \text{ kHz}$, uvažování 5. harmonické a použití měděného vodiče s relativní permeabilitou $\mu_{r,Cu} = 0,999$ a rezistivitou $\rho_{Cu} = 1,8 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ (hodnoty převzaty z [10]) je hloubka vniku [2]:

$$\delta_{Cu} = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi 5 f \mu_0 \mu_{r,Cu}}} = \sqrt{\frac{1,8 \cdot 10^{-8}}{\pi \cdot 5 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot \mu_0 \cdot 0,999}} \quad (4.27)$$
$$= 0,174 \text{ mm}$$

Použitý vodič by neměl mít větší průměr, než je dvojnásobek hloubky vniku, jinak není jeho průřez efektivně využit. Kvůli vlivu skin efektu a dodržení rozumné proudové hustoty by bylo nutné vinout primární vinutí několika paralelními tenkými lakovanými vodiči. Pro jednodušší navíjení bylo rozhodnuto použít VF lanko, které nemá problémy se skin efektem. Kdyby bylo primární vinutí navinuto jedním VF lankem s průřezem mědi $S_1 = 0,196 \text{ mm}^2$ a průměrem $d_1 = 0,81 \text{ mm}$, axiální délka primárního vinutí by byla:

$$l_1 = N_1 d_1 = 40 \cdot 0,81 = 32,4 \text{ mm} \quad (4.28)$$

Na každém konci vinutí by zůstalo přibližně 4,5 mm volného místa ke kostřičce. Efektivní proudová hustota ve vodičích primárního vinutí by byla:

$$\sigma_1 = \frac{I_{\mu 1, ef}}{S_1} = \frac{0,75}{0,196} = 3,83 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} \quad (4.29)$$

Vzhledem k tomu, že primární vinutí se nachází v první vrstvě a nebylo v plánu vinutí transformátoru impregnovat, při této proudové hustotě by již mohlo docházet k jeho výraznějšímu zahřívání. Bylo tedy rozhodnuto primární vinutí provést dvěma paralelně vinutými VF lanky. Z toho důvodu bylo nutné rozdělit vinutí do dvou vrstev. Efektivní proudová hustota ve vinutí pak vychází:

$$\sigma_1 = \frac{I_{\mu 1, ef}}{2 \cdot S_1} = \frac{0,75}{0,196} = 1,91 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} \quad (4.30)$$

4.3.3 Návrh sekundárního vinutí

Sekundární vinutí je proudově namáháno nejvíce při stavu, kdy je z nadřazeného systému požadováno nenulové výstupní napětí, ale výstupní napětí je nulové. Takový stav nastane, když je VN meziobvod vybitý a nadřazený systém začne požadovat nenulové výstupní napětí nebo při zkratu na výstupu zdroje. Za takových okolností dosahuje proud na výstupu zdroje (a také proud sekundárním vinutím) hodnoty:

$$I_{2,max} = I_{\mu 1,max} \frac{N_1}{N_2} = 2,1 \cdot \frac{40}{258} = 326 \text{ mA} \quad (4.31)$$

Tento proud je téměř dokonale stejnosměrný (konstantní) a musí ho trvale snést sekundární vinutí i sekundární usměrňovací diody. Při požadavku, že každá sekce sekundárního vinutí bude provedena jednou vrstvou, je maximální prostor pro jeden závit:

$$d_2 \leq \frac{l}{N_{2,sekce}} = \frac{41,4}{43} = 0,963 \text{ mm} \quad (4.32)$$

Sekundární vinutí je realizováno dvěma paralelními vodiči s průměrem měděného jádra $d_{2,Cu} = 0,3 \text{ mm}$ a průměrem včetně izolace $d_2 = 0,352 \text{ mm}$ [11]. Efektivní proudová hustota ve vodičích sekundárního vinutí je:

$$\sigma_2 = \frac{4I_{2,max}}{2\pi d_{2,Cu}^2} = \frac{4 \cdot 0,326}{2\pi \cdot 0,3^2} = 2,3 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} \quad (4.33)$$

Axiální délka jedné sekce sekundárního vinutí je:

$$l_2 = 2N_{2,sekce}d_2 = 2 \cdot 43 \cdot 0,352 = 30,3 \text{ mm} \quad (4.34)$$

Každá sekce sekundárního vinutí je tedy přibližně stejně dlouhá jako primární vinutí, což přispívá k minimalizaci parazitní rozptylové indukčnosti. Prostor mezi okraji vinutí a kostříčkou je využit k vyvedení jednotlivých vinutí. Sekundární vinutí je tedy složeno z 6 sekcí po 43 závitů vinutých jednovrstvě. Sekce jsou vzájemně izolovány a vyvedeny na samostatné páry svorek.

4.3.4 Návrh pomocného vinutí

Pomocné vinutí má stejný počet závitů jako primární vinutí. Pro výpočet proudové hustoty je předpokládán stejný proud, jakým je namáhána dioda D1, tedy 30 % proudu $I_{\mu 1,ef}$. Vinutí je stejně jako sekundární vinutí realizováno dvěma paralelními vodiči s průměrem měděného jádra $d_{3,Cu} = 0,3 \text{ mm}$ a průměrem včetně izolace $d_3 = 0,352 \text{ mm}$ [11]. Axiální délka pomocného vinutí a proudová hustota ve vinutí jsou:

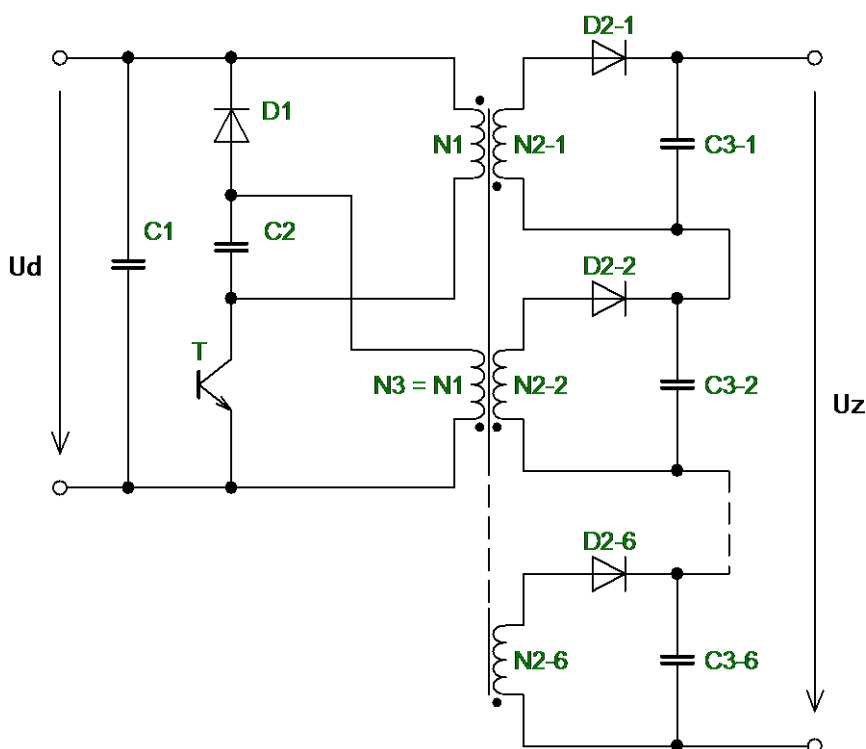
$$\sigma_3 = \frac{4I_{1,ef} \cdot 0,3}{2\pi d_{3,Cu}^2} = \frac{4 \cdot 0,75 \cdot 0,3}{2\pi \cdot 0,3^2} = 1,6 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} \quad (4.35)$$

$$l_3 = 2N_3d_3 = 2 \cdot 40 \cdot 0,352 = 28,2 \text{ mm} \quad (4.36)$$

Proudová hustota vychází relativně malá a bylo by tedy možno použít tenčí vodič nebo nižší počet paralelních vodičů. Takto je ale přirozeně dosažena přibližně stejná axiální délka vinutí jako u vinutí primárního a sekundárního, což přispívá k minimalizaci rozptylu. Dále dochází díky nižší proudové hustotě k menšímu zahřívání vinutí.

4.4 Sekundární strana měniče

Jak bylo popsáno výše, z důvodu snížení napětového namáhání sekundárních usměrňovacích diod bylo sekundární vinutí rozděleno na 6 sekcí. Každá sekce má svou vlastní usměrňovací diodu a sběrací kondenzátor. Schéma zapojení je naznačeno na Obr. 4-2.



Obr. 4-2: Naznačení rozdělení sekundární strany na sekce

Diody D2-1 až D2-6 jsou namáhány nejvíce, jak bylo už popsáno výše, proudem $I_{2,max} = 326 \text{ mA}$ vypočteným pomocí rovnice (4.31). Napětově jsou diody nejvíce namáhány při maximálním výstupním napětí $U_z = 1200 \text{ V}$. Maximální napětí na 1 sekci sekundárního vinutí je:

$$U_{2,sekce,max} = U_d \frac{N_{2,sekce}}{N_1} = 300 \cdot \frac{43}{40} = 323 \text{ V} \quad (4.37)$$

Kondenzátory v jednotlivých sekcích jsou nabitý na šestinu výstupního napětí:

$$U_{C,sekce} = \frac{U_z}{6} = \frac{1200}{6} = 200 \text{ V} \quad (4.38)$$

Usměrňovací diody jsou namáhány součtem těchto napětí:

$$U_{D,sekce,max} = U_{2,sekce,max} + U_{C,sekce} = 323 + 200 = 523 \text{ V} \quad (4.39)$$

Rozptylová indukčnost transformátoru však způsobuje napěťové překmity na sekundárním vinutí, které dále zvyšují napěťové namáhání usměrňovacích diod. Z tohoto důvodu je nutno volit maximální závěrné napětí použitých diod se značnou rezervou. Požadavkům na sekundární usměrňovací diodu vyhovuje dioda *STTH112*, která je použita také na primární straně měniče.

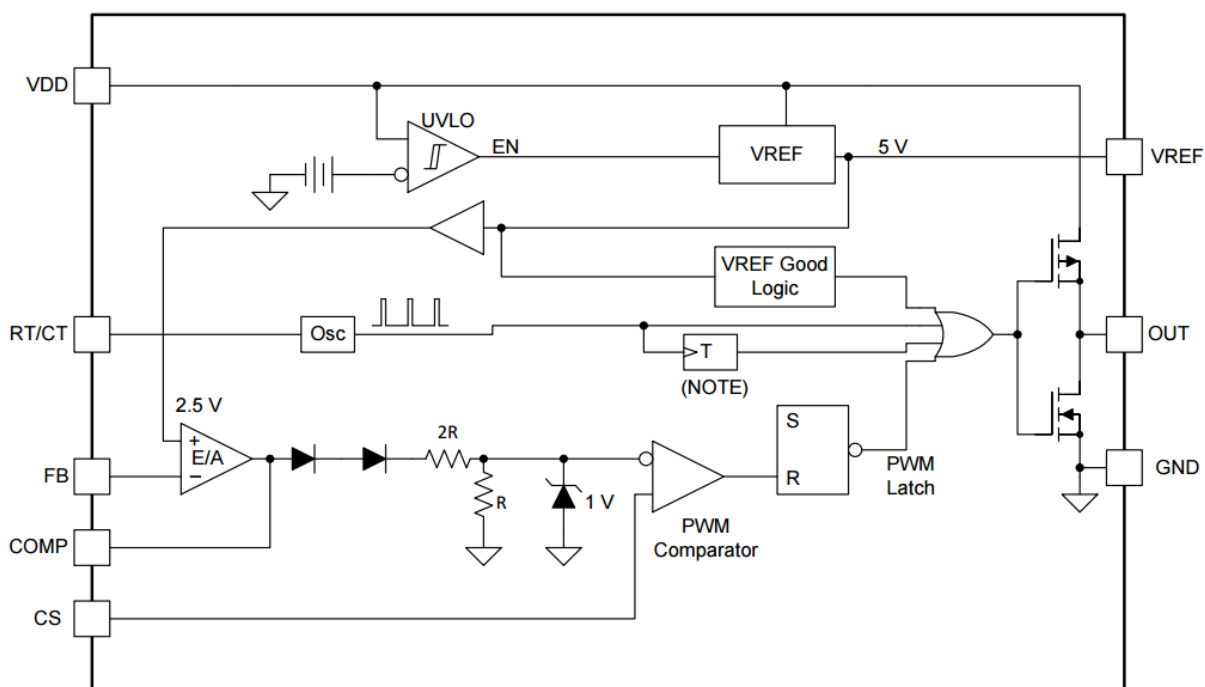
Vzhledem k tomu, že součástí napájeného VN meziobvodu přístroje pro IRE je také kondenzátor s kapacitou přibližně 1000 μF , neslouží sběrací kondenzátory v jednotlivých sekcích sekundárního vinutí k filtraci výstupního napětí, ale pouze k rovnoměrnému rozdělení výstupního napětí na diody v době jejich uzavření. Jejich kapacita tedy není kritická. Při zkoušení zdroje se počítá s jeho činností mimo přístroj pro IRE. Přes výstupní sběrací kondenzátory tedy může téct proud o maximální velikosti asi poloviny $I_{2,\text{max}}$. Hodnoty kondenzátorů tedy byly vybrány s ohledem na jejich dovolené proudové zatížení. K osazení byly zvoleny kondenzátory s kapacitou 10 μF / 350 V.

4.5 Řídicí obvody

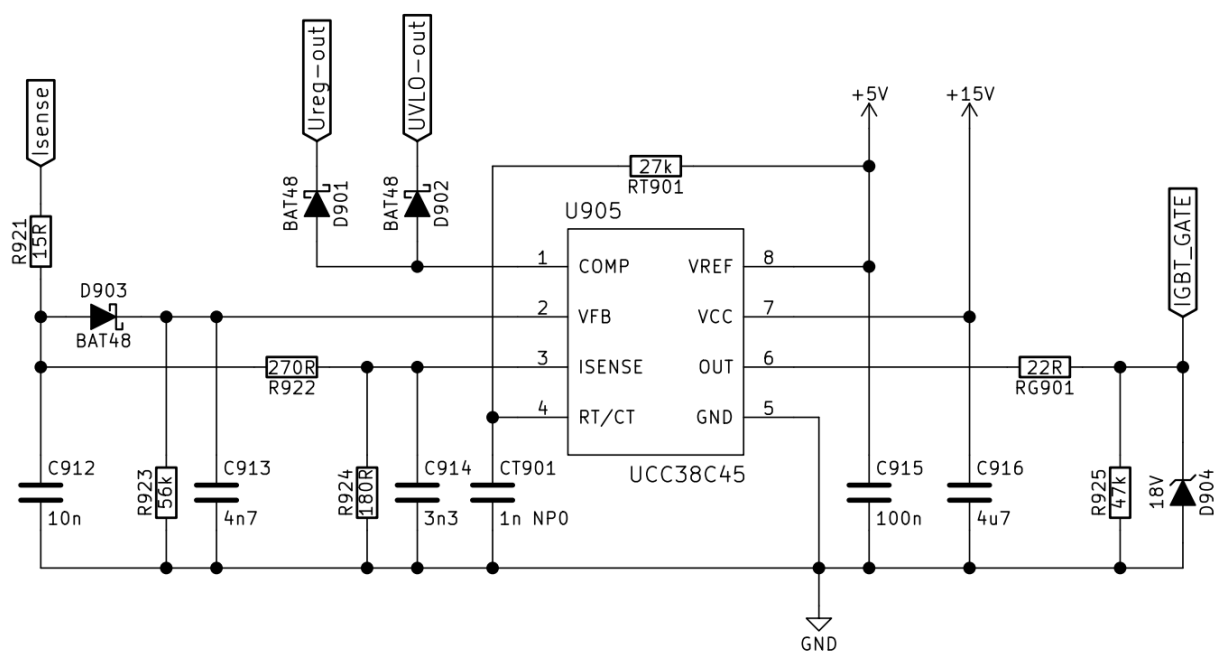
Řídicí obvody se skládají z budiče výkonového tranzistoru a proudové smyčky, napěťového regulátoru, čidla výstupního napětí, oddělovacího obvodu pro přivedení žádané hodnoty výstupního napětí a podpěťové ochrany. Dále je pak v této kapitole popsán vybíjecí obvod a návrh pomocného zdroje.

4.5.1 Budič výkonového tranzistoru, proudová smyčka

Měnič je řízen integrovaným obvodem *UCC38C45*, který zajišťuje buzení tranzistoru a regulaci proudu. Jedná se o verzi známého obvodu *UC3845* s nižší spotřebou a dalšími vylepšeními. Tento obvod je pak řízen nadřazeným regulátorem napětí realizovaným pomocí operačního zesilovače. Vnitřní zapojení obvodu *UCC38C45* je vyobrazeno na Obr. 4-3. Použité zapojení je vyobrazeno na Obr. 4-4.



Obr. 4-3: Schéma vnitřního zapojení obvodu UCC38C45 [12]



Obr. 4-4: Schéma použitého zapojení obvodu UCC38C45

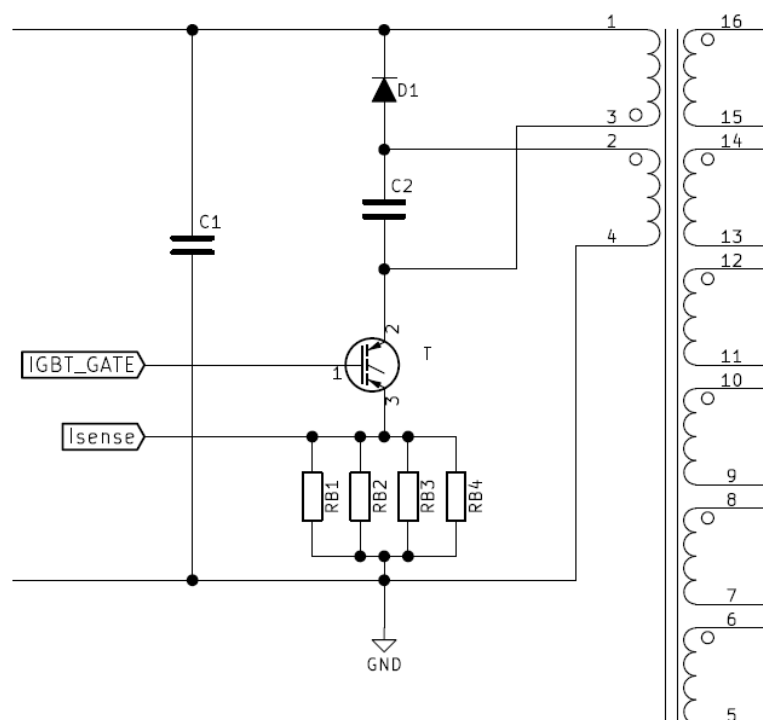
Obvod je napájen z pomocného zdroje 15 V. Pracovní frekvence je nastavena pomocí kondenzátoru CT901 a RT901, které jsou připojeny k vnitřnímu oscilátoru pomocí vývodu *CT/RT*. Vnitřní oscilátor vždy na začátku cyklu sepne výkonový tranzistor, čímž začne narůstat primární proud, který je měřen bočníkem. Signál z bočníku je přiveden na vývod *ISENSE*. K vývodu *COMP* je přes diody připojen nadřazený regulátor výstupního napětí zdroje a podpěťová ochrana. Jakmile dosáhne napětí u_{ISENSE} hodnoty jedné třetiny napětí u_{COMP} ponížené o úbytek dvou diod (viz Obr. 4-3), dojde k vypnutí výkonového tranzistoru. Zapojení se tedy chová jako regulátor špičkové hodnoty primárního proudu,

kde napětí u_{COMP} má význam žádané hodnoty. Díky vnitřní Zenerově diodě je maximální hodnota signálu o žádaném proudu na vstupu do komparátoru 1 V. I při vyšším žádaném proudu tedy obvod *UCC38C45* vypne výkonový tranzistor při dosažení $u_{ISENSE} = 1$ V. Tím obvod zajišťuje proudové omezení a je vhodné vypočítat hodnotu bočníku tak, aby při proudu $I_{u1,max}$ bylo napětí u_{ISENSE} právě 1 V. Zapojení bočníku je vyobrazeno na Obr. 4-5.

Signál z bočníku by měl mít tvar pilovitých impulzů primárního proudu, ale bočníkem protéká také proud do řídicí elektrody při otevírání nebo zavírání výkonového tranzistoru a bočník má parazitní indukčnost. Z těchto důvodů by signál z bočníku obsahoval také napěťové špičky, které by zkreslovaly informaci o měřeném proudu. Napěťové špičky musí být vyfiltrovány, což je řešeno pomocí dvou RC dolních propustí.

Obvod *UCC38C45* má zpoždění až 70 ns mezi komparací signálu na *ISENSE* a přivedením nulového napětí na řídicí elektrodu výkonového tranzistoru [12]. Dále samotný tranzistor má své zavření opožděné až o cca 630 ns za signálem na řídicí elektrodě [5]. Díky součtu těchto zpoždění je tranzistor otevřen déle, než by bylo potřeba, primární proud dosahuje vyšší špičkové hodnoty a také má vyšší střídu. Při vyšším výstupním napětí je přírůstek střídy zanedbatelný, ale při malém výstupním napětí, kdy se pracovní střída blíží nule by výše popsáný jev činil problémy a omezení primárního proudu by nefungovalo správně. K potlačení tohoto nežádoucího jevu je využit vývod *VFB*, který je v obvodu *UCC38C45* komparován s napětím 2,5 V. Při překročení této hodnoty je vývod *COMP* pomocí tranzistoru uvnitř obvodu (viz Obr. 4-7) připojen k zemi a tím je úplně zablokováno spínání výkonového tranzistoru. Signál z bočníku je sledován špičkovým detektorem tvořeným D903, R923, C913, jehož výstup je připojen právě k vývodu *VFB*. Časová konstanta prvků R923 a C913 je přibližně 10krát větší než pracovní perioda měniče. Pokud tedy nestihne zareagovat komparátor *ISENSE* a primární proud vzroste nad určitou mez, dojde k zablokování výstupu a výkonový tranzistor není po několik period spínán (než poklesne u_{VFB} pod 2,5 V). Tím je zajištěno omezení primárního proudu při velmi nízkých hodnotách pracovní střídy.

V obvodu je použit pouze jeden bočník, jehož signál je přiveden do vývodu *VFB* i do vývodu *ISENSE*. Vzhledem k rozdílným úrovním maximálního napětí těchto vývodů je signál z bočníku před přivedením na vývod *ISENSE* snížen pomocí odporového děliče R922, R924 v poměru 1:2,5.



Obr. 4-5: Schéma zapojení bočníku v silovém obvodu

Z výše popsanych důvodů musí být při proudu $I_{\mu 1, \max}$ napětí na bočníku právě 2,5 V. Odpor bočníku tedy musí být:

$$R_b = \frac{2,5 \text{ V}}{I_{\mu 1, \max}} = \frac{2,5}{2,1} = 1,190 \Omega \quad (4.40)$$

Bočník je realizován pomocí paralelní kombinace 3 rezistorů hodnoty 4,7 Ω a jednoho rezistoru hodnoty 5,1 Ω . Výsledný odpor této kombinace je:

$$R_b = \frac{1}{\frac{3}{4,7} + \frac{1}{5,1}} = 1,199 \Omega \quad (4.41)$$

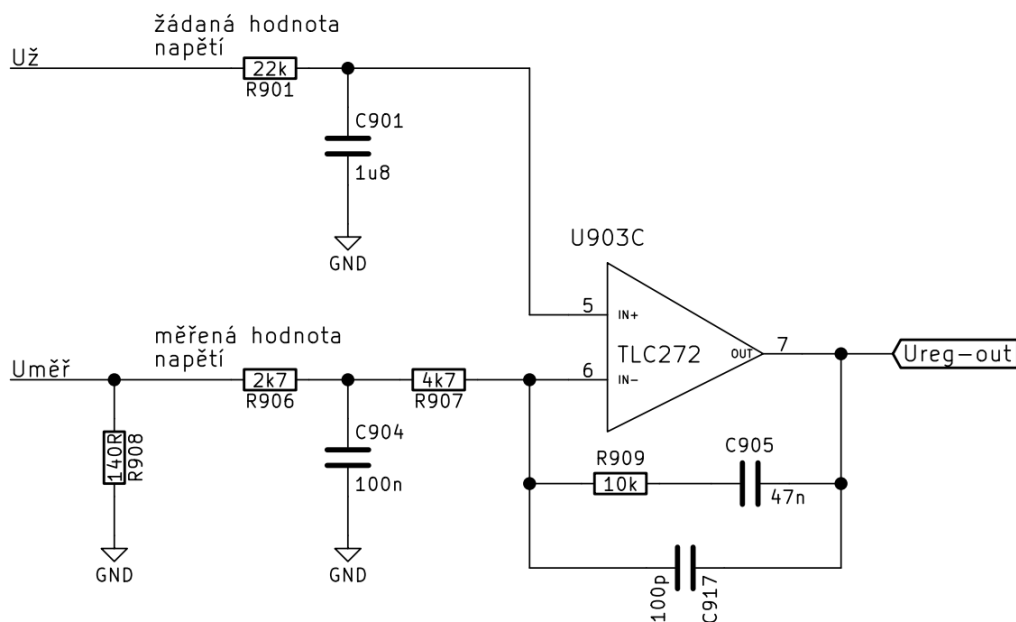
Při zanedbání rozdílné hodnoty dílčích odporů bočníku je maximální výkonová ztráta na jednom rezistoru:

$$P_{Rb} = \frac{R_b I_{\mu 1, ef}^2}{4} = \frac{1,199 \cdot 0,75^2}{4} = 0,17 \text{ W} \quad (4.42)$$

K osazení byly zvoleny rezistory s jmenovitým výkonem 0,6 W.

4.5.2 Regulátor napětí

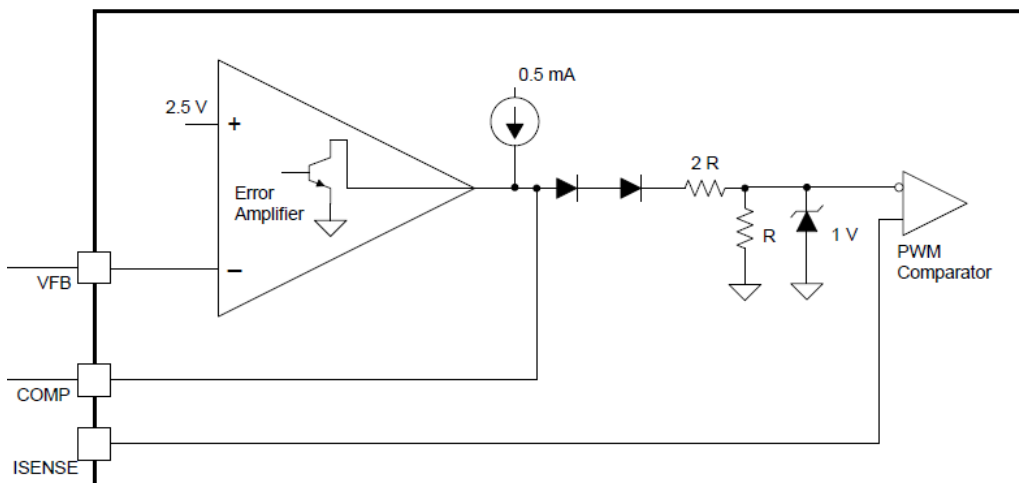
Regulace výstupního napětí je zajištěna PI regulátorem realizovaným pomocí operačního zesilovače. Zapojení je vyobrazeno na Obr. 4-6.



Obr. 4-6: Schéma zapojení regulátoru napětí

Žádaná hodnota je přivedena z obvodu zajišťujícího galvanické oddělení signálu od nadřazeného řídicího procesoru ve formě PWM. Maximálnímu výstupnímu napětí U_z odpovídá 100% střída a nulovému výstupnímu napětí odpovídá nulová střída. Signál o měřené hodnotě je přiveden z napěťového čidla. Oba vstupní signály jsou filtrovány pomocí dolních propustí. Signál se žádanou hodnotou je potřeba filtrovat, protože je nutné získat střední hodnotu PWM signálu. Signál s měřenou hodnotou je filtrován pouze kvůli zvětšení odolnosti proti rušení. Proporcionální konstanta regulátoru byla po dohodě s vedoucím práce stanovena odhadem na hodnotu cca 2 a je definována rezistory R907 a R909. Integrační konstanta je definována prvky R907 a C905 a byla odhadnuta [14]. S vyladěním regulátoru je počítáno při oživování zdroje.

Výstup operačního zesilovače je připojen přes diodu k vývodu *COMP* obvodu *UCC38C45*. Přes diodu je k tomuto vstupu připojen také výstup podpěťové ochrany. K vývodu *COMP* je uvnitř obvodu *UCC38C45* připojen proudový zdroj, viz Obr. 4-7.



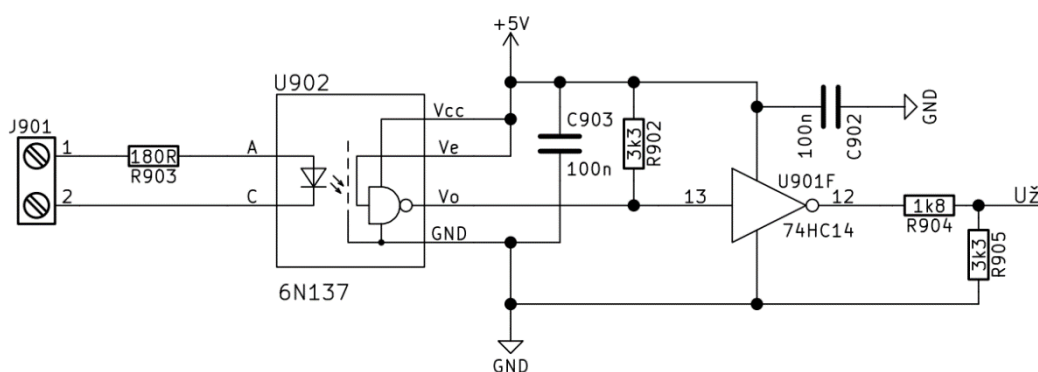
Obr. 4-7: Schéma zapojení proudového zdroje k vývodu COMP v obvodu UCC38C45 [13]

Díky vnitřnímu proudovému zdroji a diodám na výstupech regulátoru napětí a podpětové ochrany je zajištěno, že prioritu má vždy požadavek na nižší hodnotu špičkového primárního proudu.

Napájení napětového regulátoru a podpětové ochrany je zajištěno z vývodu *VREF* obvodu *UCC38C45*, který poskytuje stabilizované napětí 5 V.

4.5.3 Obvod pro galvanické oddělení žádané hodnoty napětí od nadřazeného systému

Jak bylo popsáno výše, nadřazený procesor zadává požadavek na výstupní napětí zdroje ve formě PWM signálu. Jelikož je zem procesoru na jiném potenciálu než zem řídicích obvodů zdroje, je potřeba zajistit galvanické oddělení tohoto signálu. Galvanické oddělení je realizováno optočlenem *6N137*, jehož součástí je hradlo invertoru. Signál z optočlenu je tedy znovu invertován pomocí dalšího externího invertoru, aby nulová vstupní střída odpovídala nulovému požadovanému napětí. Zapojení je vyobrazeno na Obr. 4-8.



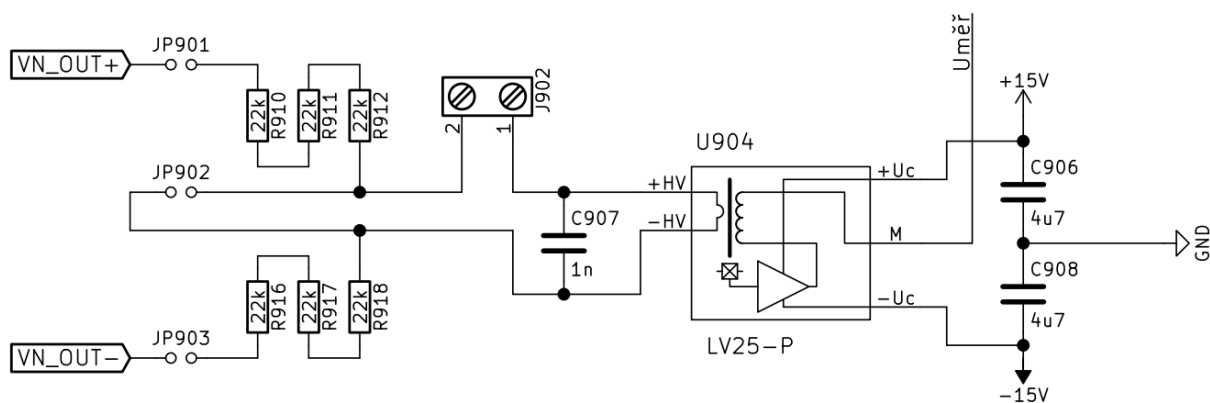
Obr. 4-8: Schéma zapojení obvodu pro galvanické oddělení žádané hodnoty napětí

Obvod je napájen napětím 5 V z vývodu *VREF* obvodu *UCC38C45*. Maximální možné napětí přivedené na vstupy regulátoru napětí je $U_{OZ,in,max} = 3,5 \text{ V}$ [15]. Výstupní napětí z invertoru je tedy potřeba snížit pomocí děliče. V tomto případě je jeho maximální hodnota:

$$U_{ž,max} = 5 \text{ V} \cdot \frac{R905}{R904 + R905} = 5 \frac{3300}{1800 + 3300} = 3,24 \text{ V} \quad (4.43)$$

4.5.4 Čidlo výstupního napětí

Měření výstupního napětí je realizováno pomocí napětového čidla *LEM LV 25-P*. Zapojení je vyobrazeno na Obr. 4-9.



Obr. 4-9: Schéma zapojení čidla výstupního napětí

Čidlo je ve skutečnosti převodník proudu a zajišťuje galvanické oddělení měřeného obvodu od svého výstupu. Napětí měřené čidlem je tedy pomocí rezistorů převedeno na proudový signál. Ten je s převodní konstantou čidla o velikosti 2,5 [16] vyveden z vývodu *M* a pomocí rezistoru je pak u napěťového regulátoru převeden zpět na napěťový signál.

Volitelné propojky JP901-JP903 umožňují několik způsobů zapojení proudového čidla:

- propojeny JP901 a JP903, JP902 rozpojeno – K měření výstupního napětí se využívají interní rezistory. Svorkovnice J902 je buď zkratována nebo je zde připojeno napěťové čidlo pro procesor. Rezistory jsou tedy sdíleny pro obě napěťová čidla. Jedná se o preferovanou a finálně použitou variantu.
- propojeno JP902, JP901 a JP903 rozpojeny – Jako předřadné rezistory jsou použity externí rezistory již instalované v přístroji pro IRE. V tomto případě by bylo nutné upravit hodnotu R908 (viz Obr. 4-6).

Pro využití dostatečné části rozsahu čidla (kvůli přesnosti) při dostatečně malých ztrátách na předřadném rezistoru bylo rozhodnuto osadit 6 kusů rezistorů 22 kΩ se jmenovitým výkonem 5 W. Při maximálním výstupním napětí budou proudy a celkové ztráty na rezistorech:

$$I_{\check{c},prim} = \frac{U_z}{6 \cdot 22 \cdot 10^3} = \frac{1200}{6 \cdot 22 \cdot 10^3} = 9,091 \text{ mA} \quad (4.44)$$

$$P_{ztr,prim} = \frac{U_z^2}{6 \cdot 22 \cdot 10^3} = \frac{1200^2}{6 \cdot 22 \cdot 10^3} = 10,91 \text{ W} \quad (4.45)$$

Ztrátový výkon se rovnoměrně rozdělí na všechny rezistory. Proud na výstupu čidla bude:

$$I_{\check{c},sek} = I_{\check{c},prim} \cdot 2,5 = 9,091 \cdot 2,5 = 22,73 \text{ mA} \quad (4.46)$$

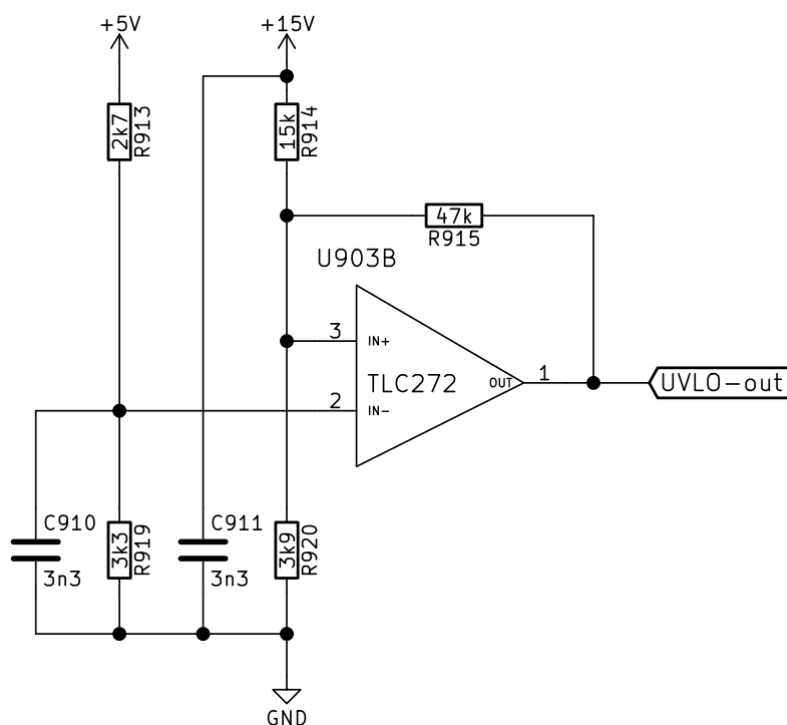
Na rezistoru R908 (viz Obr. 4-6) musí být při plném výstupním napětí zdroje napětí $U_{z,max}$. Pro velikost rezistoru R908, který je připojen k sekundární straně čidla napětí tedy platí:

$$R_{\check{c},sek} = \frac{U_{\check{z},max}}{I_{\check{c},sek}} = \frac{3,24}{22,73 \cdot 10^{-3}} = 142,5 \, \Omega \quad (4.47)$$

Přesnou velikost $R_{\check{c},sek}$ je nutné doladit při oživování zdroje.

4.5.5 Podpěťová ochrana

Podpěťová ochrana slouží k odstavení zdroje při poklesu napětí pro napájení řídicích obvodů pod stanovenou mez. Takový pokles by mohl způsobit chybnou funkci řídicích obvodů a především nedostatečné spínání výkonových tranzistorů, které by mohlo vést k jejich přehřátí a destrukci. Obvod *UCC38C45* obsahuje vnitřní podpěťovou ochranu, která obvod zablokuje při poklesu napájecího napětí pod 7,6 V. Při takovém napětí se však už výkonové tranzistory nespínají dostatečně. Je tedy nutné použít přídavnou podpěťovou ochranu. Použitá podpěťová ochrana je realizována pomocí komparátoru s hysterezí a je vyobrazena na Obr. 4-10.



Obr. 4-10: Schéma zapojení podpěťové ochrany

Referenční napětí podpěťové ochrany je odvozeno ze stabilizovaného napětí 5 V poskytovaného vývodem *VREF* obvodu *UCC38C45* a jeho hodnota je:

$$U_{th} = 5 \, \text{V} \cdot \frac{R_{919}}{R_{913} + R_{919}} = 5 \cdot \frac{3300}{2700 + 3300} = 2,75 \, \text{V} \quad (4.48)$$

Úroveň napětí pro deaktivaci ochrany (odblokování zdroje) je vypočítána podle rovnice:

$$U_{on} = \frac{U_{th}}{(R_{920} \parallel R_{915})} \cdot ((R_{920} \parallel R_{915}) + R_{914}) = \quad (4.49)$$

$$= \frac{2,75}{(3,9 \text{ k}\Omega \parallel 47 \text{ k}\Omega)} \cdot ((3,9 \text{ k}\Omega \parallel 47 \text{ k}\Omega) + 15 \text{ k}\Omega) = 14,2 \text{ V}$$

a úroveň pro aktivaci ochrany (zablokování zdroje) podle rovnice:

$$U_{off} = \frac{U_{th} - 5 \text{ V} \cdot \frac{(R914 \parallel R920)}{R915 + (R914 \parallel R920)}}{\frac{(R915 \parallel R920)}{R914 + (R915 \parallel R920)}} =$$

$$= \frac{2,75 - 5 \cdot \frac{(15 \text{ k}\Omega \parallel 3,9 \text{ k}\Omega)}{47 \text{ k}\Omega + (15 \text{ k}\Omega \parallel 3,9 \text{ k}\Omega)}}{\frac{(47 \text{ k}\Omega \parallel 3,9 \text{ k}\Omega)}{15 \text{ k}\Omega + (47 \text{ k}\Omega \parallel 3,9 \text{ k}\Omega)}} = 12,6 \text{ V} \quad (4.50)$$

Rovnice byly odvozeny metodou superpozice, symbol \parallel značí paralelní kombinaci odporů.

Výstup podpěťové ochrany je přes diodu připojen společně s napěťovým regulátorem na vývod *COMP* obvodu *UCC38C45*. Jakmile tedy napájecí napětí řídicích obvodů poklesne pod hodnotu U_{off} , dojde k překlopení komparátoru a vývod *COMP* je přes výstupní diodu stažen k zemi. Tím je zablokováno buzení výkonového tranzistoru a měnič se odstaví. Při vzrůstu napájecího napětí řídicích obvodů nad hodnotu U_{on} dojde k odblokování ochrany a je obnovena funkce měniče.

4.5.6 Vybíjecí obvod

Vybíjecí obvod slouží k vybíjení výstupní kapacity zdroje (případně připojené kapacitní zátěže) při požadavku na snížení výstupního napětí. Tvoří jej vybíjecí tranzistor s vybíjecími rezistory, který je buzen pomocí jednočinného propustného měniče s demagnetizací do Zenerovy diody. Jednočinný propustný měnič zde slouží k přenášení budící energie pro vybíjecí tranzistor přes izolační bariéru. Primární část vybíjecího obvodu je vyobrazená na Obr. 4-11. Je tvořena řídicím obvodem *UCC38C45* a spínacími prvky propustného měniče. Sekundární část je vyobrazená na Obr. 4-12.

budit připojený tranzistor propustného měniče se střídou 50 %. Na výstupu měniče se objeví napětí, které nabije kondenzátor C1101 a otevře vybíjecí tranzistor. Kondenzátor C1101 slouží k filtraci výstupního napětí měniče a společně s D1105 se chová jako špičkový detektor, který je neustále vybíjen rezistorem R1108.

Jakmile je dosaženo požadované výstupní napětí zdroje, napěťový regulátor začne zvyšovat napětí na svém výstupu, čímž se napětí u_{ISENSE} u vybíjecího obvodu zvýší nad hodnotu 1 V a obvod přestane budit tranzistor. Přestane pracovat propustný měnič a již se dál nedoplňuje energie v kondenzátoru C1101. Rezistor R1108 tento kondenzátor vybije, vybíjecí tranzistor se zavře a tím je vybíjení ukončeno. Tento způsob buzení by v běžných případech nebyl vhodný, protože řídicí elektroda vybíjecího tranzistoru není při jeho vypínání připojena k zemi přes malou impedanci a vypínání je tedy relativně pomalé. V tomto případě to však nevádí, protože tranzistor pracuje na velmi nízké frekvenci a takto zvýšené přepínací ztráty ničemu neškodí.

Při sepnutí vybíjecího tranzistoru může vybíjecími rezistory téct proud maximálně:

$$I_{vyb,max} = \frac{U_z}{6 \cdot 330 \Omega} = \frac{1200}{6 \cdot 330} = 0,6 \text{ A} \quad (4.51)$$

K osazení byl zvolen tranzistor *C2M1000170D* výrobce *Cree* s parametry $U_{CE,max} = 1700 \text{ V}$ a $I_{C,max} = 3,5 \text{ A}$ [17]. Vzhledem k velmi nízkému proudovému zatížení není tranzistor na chladiči.

Kvůli minimalizaci rozměrů budícího transformátoru byla zvolena pracovní frekvence propustného měniče $f = 100 \text{ kHz}$. Střída měniče je $s = 0,5$, vstupní napětí je $U_d = 15 \text{ V}$ a požadované výstupní napětí je také 15 V. Pro výrobu transformátoru bylo použito toroidní feritové jádro *T2010* z materiálu *CF139*, s magnetickou vodivostí $\lambda_m = 2900 \text{ nH}$ a průřezem jádra $S_j = 48 \text{ mm}^2$ [18]. Jelikož má transformátor na svém výstupu připojen špičkový detektor a vstupní a výstupní napětí měniče se rovnají, pro počty závitů transformátoru platí $N_1 = N_2$. Počet závitů transformátoru byl kompromisem určen na hodnotu $N_1 = N_2 = 25$. Hodnota byla zvolena tak, aby bylo navíjení transformátoru dostatečně pohodlné a aby při tom magnetizační proud zůstal nízký kvůli minimalizaci zatěžování pomocného napájecího zdroje 15 V. Pro indukčnost primárního vinutí platí:

$$L_1 = \lambda_m N_1^2 = 2900 \cdot 10^{-9} \cdot 25^2 = 1,8 \text{ mH} \quad (4.52)$$

Špičková hodnota magnetizačního proudu je vypočítána podle rovnice:

$$I_{\mu 1,max} = \frac{U_d \cdot s}{L_1 \cdot f} = \frac{15 \cdot 0,5}{1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^3} = 42 \text{ mA} \quad (4.53)$$

Střední hodnota magnetizačního proudu je tedy:

$$I_{\mu 1,stř} = \frac{I_{\mu 1,max}}{2} s = \frac{42 \cdot 10^{-3}}{2} \cdot 0,5 = 10,5 \text{ mA} \quad (4.54)$$

Pro maximální indukci v jádře platí:

$$B_{max} = \frac{L_1 I_{\mu 1, max}}{N_1 S_j} = \frac{1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 42 \cdot 10^{-3}}{25 \cdot 48 \cdot 10^{-6}} = 68 \text{ mT} \quad (4.55)$$

Jelikož demagnetizace magnetického jádra probíhá do Zenerovy diody, je v ní mařena veškerá magnetizační energie. Ztrátový výkon na Zenerově diodě je vypočítán podle rovnice:

$$P_{zener} = \frac{1}{2} L_1 I_{\mu 1, max}^2 f =$$

$$= \frac{1}{2} \cdot 1,8 \cdot 10^{-3} \cdot (42 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 100 \cdot 10^3 = 0,16 \text{ W} \quad (4.56)$$

K osazení bylo rozhodnuto použít Zenerovu diodu 18 V / 5 W. Tranzistor v měniči je tedy namáhán maximálním napětím přibližně 33 V. K osazení byl zvolen tranzistor *IRFR024N*, který se k tomuto účelu na UVEE běžně používá. Jeho parametry jsou: $U_{CE, max} = 55 \text{ V}$ a $I_{C, max} = 12 \text{ A}$ [19].

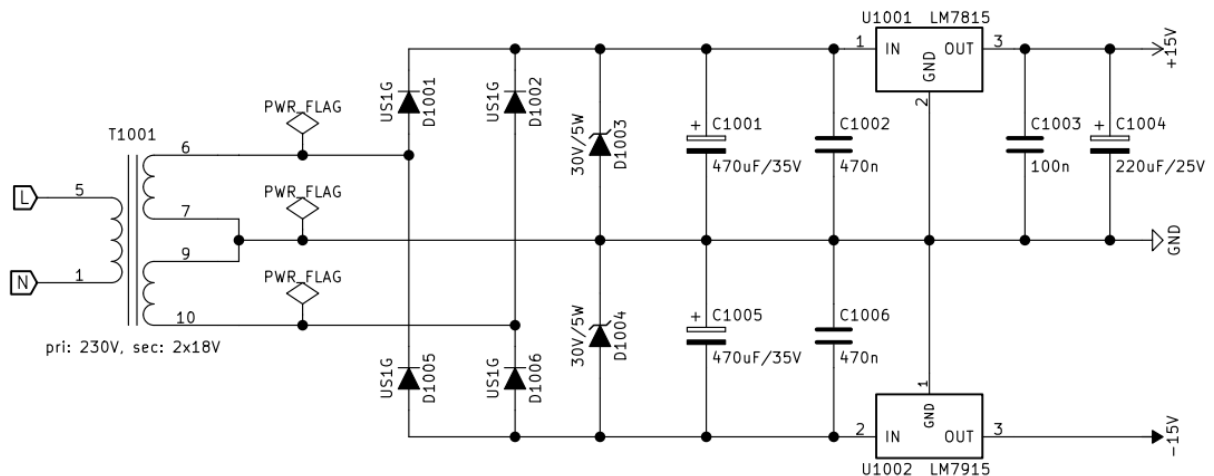
Proud přenášený přes transformátor dobíjí kapacitu C1101 a v ustáleném stavu se jeho střední hodnota rovná:

$$I_{Q, spotřeba} = \frac{15 \text{ V}}{R1108} = \frac{15}{1500} = 10 \text{ mA} \quad (4.57)$$

Průměry vodičů použitého k navíjení transformátoru nejsou vzhledem k malé hodnotě přenášeného a magnetizačního proudu kritické. Pro primární vinutí byl zvolen lakovaný vodič s průměrem jádra 0,25 mm. Pro sekundární vinutí byl pro zajištění dostatečné elektrické bariéry zvolen vodič s teflonovou izolací.

4.5.7 Pomocný zdroj pro napájení řídicích obvodů

Řídicí obvody vyžadují ke své funkci napájení $\pm 15 \text{ V}$. K tomuto účelu je možné použít buď zdroj se síťovým transformátorem nebo spínaný zdroj. Spínaný zdroj by měl vyšší účinnost, nižší hmotnost a zabíral by méně místa. Z důvodu jednoduchosti a spolehlivosti však bylo rozhodnuto použít zdroj se síťovým transformátorem. Schéma použitého zapojení je vyobrazeno na Obr. 4-13.



Obr. 4-13: Schéma zapojení pomocného zdroje

K návrhu pomocného zdroje je potřeba znát spotřeby jednotlivých napájených částí řídicích obvodů. Odhadované maximální proudové odběry jednotlivých částí řídicích obvodů jsou uvedeny v Tab. 4-1. Následuje výpočet hodnot dílčích proudových odběrů některých součástí:

Proud potřebný pro buzení hlavního tranzistoru:

$$I_{Q,spotřeba} = Q_{Q,G} \cdot f = 90 \cdot 10^{-9} \cdot 30 \cdot 10^3 = 2,7 \text{ mA} \quad (4.58)$$

kde $Q_{Q,G}$ je náboj řídicí elektrody tranzistoru [5].

Tab. 4-1: Soupis spotřeb jednotlivých částí řídicích obvodů

popis položky	spotřeba [mA]
vlastní spotřeba obvodu <i>UCC38C45</i> [12]	2x3
spotřeba na buzení hlavního tranzistoru	2,7
vlastní spotřeba operačních zesilovačů [15]	3,6
spotřeba podpěťové ochrany	1,6
spotřeba obvodu pro galvanické oddělení [20]	7,5
vlastní spotřeba proudového čidla [16]	10
přídavná spotřeba proudového čidla při plném výstupním napětí	22,7
spotřeba vybíjecího obvodu při činnosti (magnetizační ztráty + spotřeba vybíjecího rezistoru R1108)	20
spotřeba celkem (zaokrouhleno)	74

Jak je patrné ze schématu na Obr. 4-13, pomocný zdroj je řešen pomocí síťového transformátoru s vyvedeným středem, jehož výstup je dvoupulzně usměrněn a stabilizován pomocí lineárních stabilizátorů. Použitý transformátor má jmenovité výstupní napětí 2x18 V a jmenovitý zdánlivý výkon 6 VA. Teoretická špičková hodnota výstupního napětí je 25,5 V. Díky úbytkům napětí na diodách a odporu vinutí však tato hodnota bude díky impulsnímu odběru proudu diodovým usměrňovačem menší. Hodnota

napětí za usměrňovačem by neměla poklesnout pod 17,5 V, aby byl dodržen dostatečný úbytek napětí na napěťových stabilizátorech kvůli jejich funkci.

Při návrhu usměrňovače pomocného zdroje bylo postupováno stejně jako při návrhu výkonového síťového usměrňovače (viz kapitola 4.1). Jako relativní pokles napětí δ byla zvolena hodnota 0,1. Při uvažování špičkové hodnoty napětí za usměrňovačem po započtení úbytků napětí $U_m = 24$ V platí pro zvlnění napětí za usměrňovačem:

$$\Delta U = U_m \delta = 24 \cdot 0,1 = 2,4 \text{ V} \quad (4.59)$$

Hodnota filtračních kondenzátorů za usměrňovačem byla vypočtena podle upravené rovnice (4.1):

$$C = \frac{I}{2f_s \Delta U} \left[1 - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - \delta) \right] \quad (4.60)$$

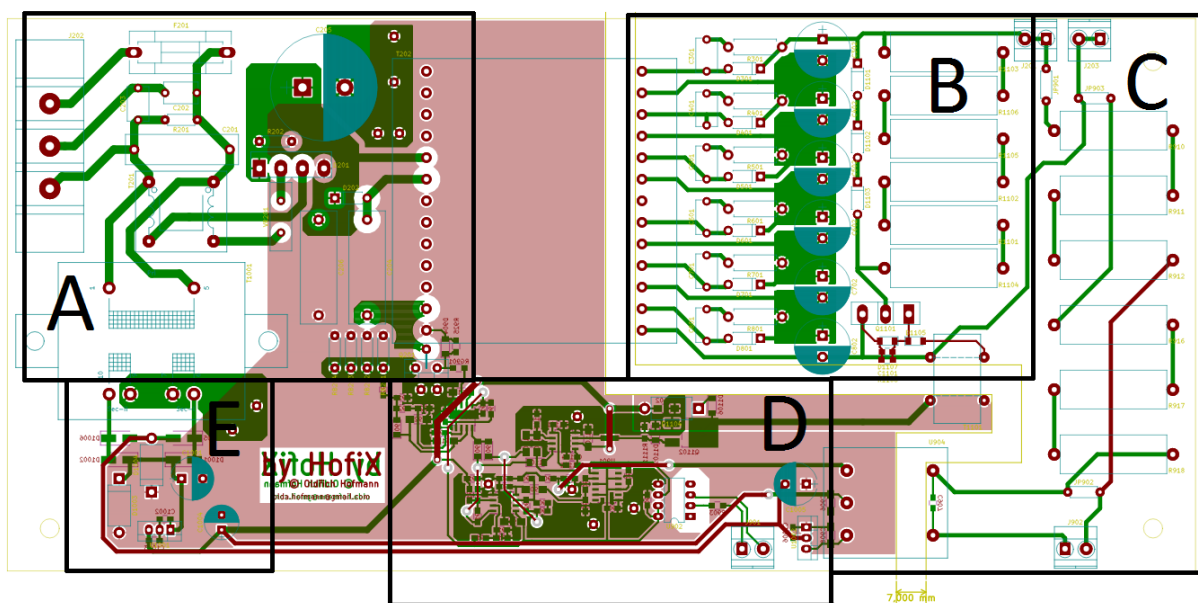
$$C = \frac{74 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 50 \cdot 2,4} \left[1 - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - 0,1) \right] = 264 \text{ } \mu\text{F} \quad (4.61)$$

K osazení byl zvolen elektrolytický kondenzátor 470 μF / 35 V. Kapacita elektrolytického kondenzátoru za stabilizátorem není kritická a byla zvolena hodnota 100 μF / 25 V. Keramické kondenzátory u stabilizátoru mají doporučené hodnoty podle katalogu. Zenerovy diody slouží k omezení napětí transformátoru naprázdno.

5 REALIZACE A OŽIVOVÁNÍ ZDROJE

Pro návrh plošného spoje byl použit open source program *KiCad* [21]. Z důvodu snadnějšího návrhu a menších rozměrů výsledné DPS bylo rozhodnuto použít dvouvrstvou DPS. Návrh plošného spoje byl proveden s ohledem na neprofesionální výrobu ve školní laboratoři (nemožnost použít velké prokovy a tím pádem nemožnost pájení určitých součástek z horní strany, např. kondenzátorů). Geometrické rozložení DPS je patrné na Obr. 5-1. Plošný spoj je geometricky rozdělen na primární silovou část (A), sekundární silovou část (B), obvod pro měření výstupního napětí (C), řídicí obvody (D) a pomocný zdroj (E). Většina výkonových součástek je osazena technologií THT. Součástky řídicích obvodů jsou pak v naprosté většině osazeny technologií SMT a umístěny na spodní část DPS. Toto řešení umožňuje využít horní strany DPS k velkoplošnému „rozlití“ zemního spoje. Tím je minimalizována jeho indukčnost a omezeno vnikání rušení do jednotlivých bloků řídicích obvodů. Při návrhu měla vysokou prioritu minimalizace délky signálových spojů kvůli omezení jejich zarušení.

Po dokončení návrhu byly vytištěny předlohy pro výrobu a fotocestou byla DPS o rozměrech 280 x 130 mm vyleptána. Poté byly vyvrtány díry, pomocí nýtovačky byly realizovány prokovy a obvod byl osazen součástkami.

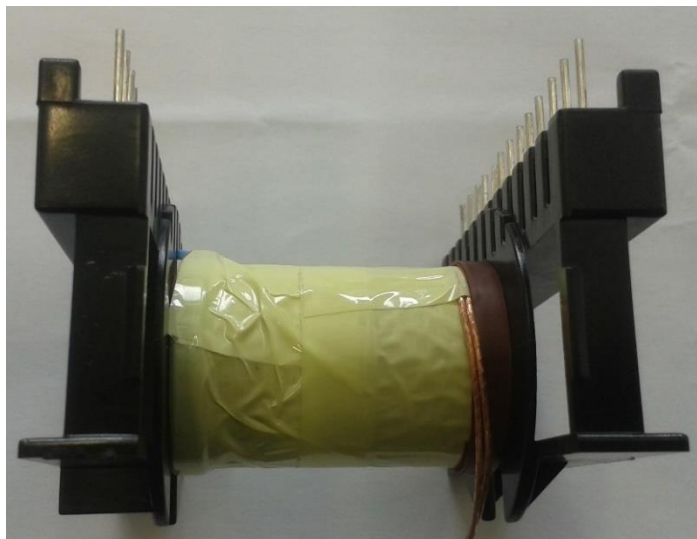


Obr. 5-1: Ukázka geometrického rozložení jednotlivých funkčních celků zdroje na DPS

5.1 Výroba hlavního transformátoru

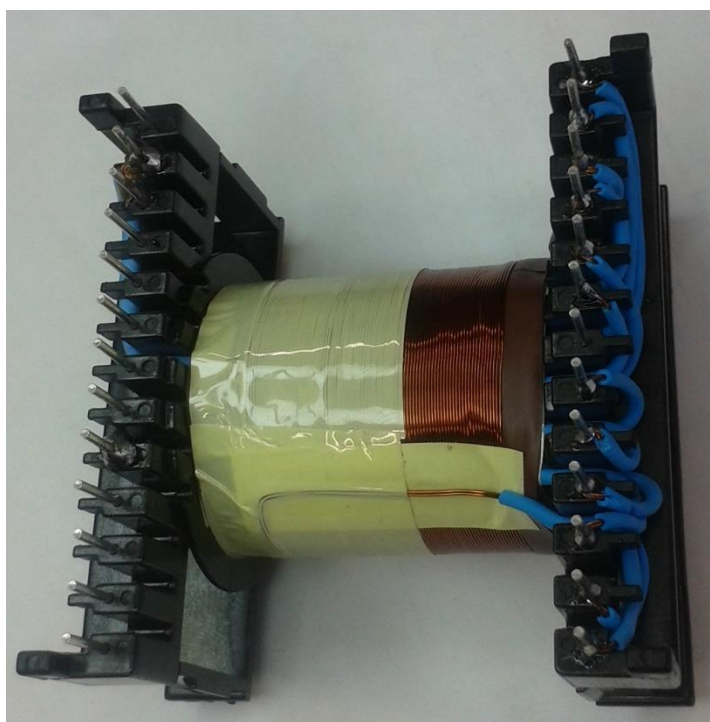
Magnetický obvod hlavního transformátoru je tvořen feritovým jádrem *ETD5922* z materiálu *CF139* se vzduchovou mezerou. Vinutí je navinuto na plastové kostičce dodávané k použitému jádru. Jako první bylo navinuto primární vinutí, které je realizováno dvěma VF lanky s průřezem mědi $0,196 \text{ mm}^2$ vinutými paralelně. V první vrstvě je 20 závitů. Vrstva je překryta 2 vrstvami izolační pásky (viz Obr. 5-2) a druhá vrstva vinutí s 20 závity je vinuta zpět ke svorkám primární strany transformátoru. Tento

způsob navíjení byl zvolen kvůli minimalizaci rizika chyby při počítání závitů. Vodiče jsou zapojeny paralelně a kdyby měly rozdílný počet závitů, tekl by jimi velmi nežádoucí vyrovnávací proud. Tento způsob navíjení se později při ožiování ukázal jako nevhodný kvůli vysoké parazitní kapacitě vinutí. Způsobené problémy a jejich řešení je popsáno v kapitole 5.4.



Obr. 5-2: První vrstva primárního vinutí překrytá izolační páskou

Jelikož je potřeba zajistit dostatečnou izolační pevnost mezi primárním a sekundárním stranou, primární vinutí je překryto 6 vrstvami izolační pásky. Sekundární vinutí je rozděleno na 6 samostatných sekcí. Každá sekce je tvořena 43 závitů vinutými dvěma paralelními lakovanými vodiči průměru 0,3 mm. Jednotlivé sekce jsou od sebe izolovány 2 vrstvami izolační pásky. Způsob navíjení a izolace je parný na Obr. 5-3.



Obr. 5-3: Poslední sekce sekundárního vinutí

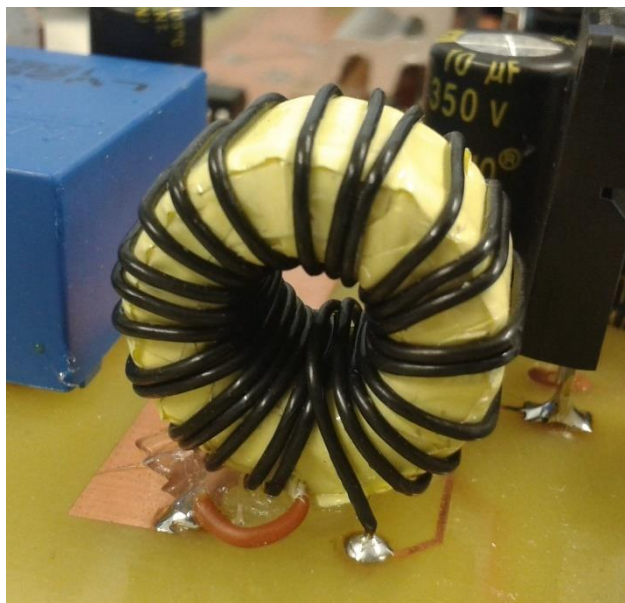
Poslední vrstvu tvoří pomocné vinutí, které je nutné oddělit dostatečnou izolační bariérou od sekundární strany. Sekundární vinutí je tedy překryto 6 vrstvami izolační pásky. Pomocné vinutí je tvořeno 40 závitů vinutými dvěma paralelními lakovanými vodiči průměru 0,3 mm. Z vrchní strany je pomocné vinutí překryto také 6 vrstvami izolační pásky, která zajišťuje jeho ochranu před dotykem a mechanickým poškozením.

Mezi okraje vinutí a kostřičku byla pro vyplnění volného prostoru vždy navinuta izolační páska, která zabraňuje zborcení vinutí ve vyšších vrstvách do tohoto prostoru. Vývody vinutí jsou překryty bužírkou kvůli zvýšení izolační pevnosti.

Po dokončení výroby vinutí byl sestaven magnetický obvod transformátoru. Délka vzduchové mezery byla nejprve stanovena výpočtem (4.19) a poté byla realizována několika vrstvami izolační pásky. Počet vrstev byl poté zkusmo odladen tak, aby indukčnost primárního vinutí přibližně odpovídala vypočtené hodnotě $L_1 = 1,83$ mH podle rovnice (4.17). Délku mezery bylo nutné experimentálně doladit, protože teoretický výpočet nezohledňuje určité reálné jevy. Po kompletaci byla naměřena indukčnost primárního vinutí $L_1 = 1,68$ mH.

5.2 Výroba transformátoru pro buzení vybíjecího tranzistoru

Magnetický obvod transformátoru je tvořen toroidním feritovým jádrem *T2010* z materiálu *CF139*. Primární vinutí je tvořeno 25 závitů vinutými lakovaným vodičem průměru 0,25 mm. Vinutí je překryto 2 vrstvami izolační pásky. Sekundární vinutí je tvořeno 25 závitů vinutými vodičem s průřezem mědi 0,129 mm² s teflonovou izolací. Teflonová izolace sekundárního vinutí zajišťuje spolu s 2 vrstvami izolační pásky dostatečnou izolační pevnost. Hotový transformátor je vyobrazen na Obr. 5-4.



Obr. 5-4: Transformátor pro buzení vybíjecího tranzistoru

5.3 Oživování řídicích obvodů

Po dokončení výroby transformátorů a osazení DPS bylo zahájeno oživování řídicích obvodů. Pro tento účel nebyly osazeny napěťové stabilizátory zajišťující napájení řídicích obvodů a tyto byly napájeny z laboratorního zdroje. Jako první byla ověřena funkce podpěťové ochrany. Vypočtené a naměřené hodnoty prahových napětí, při kterých reaguje podpěťová ochrana jsou uvedeny v Tab. 5-1.

Tab. 5-1: Prahová napětí, při kterých reaguje podpěťová ochrana

	vypočtené hodnoty	naměřené hodnoty
U_{on}	14,2 V	14,1 V
U_{off}	12,6 V	12,3 V

Mírná odchylka výpočtu od měření je způsobena zanedbáním odchylky reálného OZ od ideálního.

Dále byla zkontrolována funkce převodu vstupní žádané hodnoty napětí zdroje ve formě PWM na napětí vstupující do napěťového regulátoru. Ke vstupním svorkám byl připojen generátor obdélníkových pulzů $U_{G,min} = 0 \text{ V}$, $U_{G,max} = 3,3 \text{ V}$, $f_G = 10 \text{ kHz}$ s nastavitelnou střídou a byla zkontrolována závislost napětí na vstupu do regulátoru U_z na střídě s_G . Změřené hodnoty jsou uvedeny v Tab. 5-2. Z naměřených hodnot vyplývá, že průběh je lineární a maximální hodnota při 100% střídě je spolehlivě menší, než maximální dovolené napětí na vstupech operačního zesilovače $U_{OZ,in,max} = 3,5 \text{ V}$.

Tab. 5-2: Závislost žádané hodnoty napětí na vstupu do regulátoru napětí na střídě

$s_G [\%]$	0	1	50	90	99
U_z	0,7 mV	33,4 mV	1,607	2,90	3,18

Dalším bodem oživování řídicích obvodů bylo ověření funkce budičů hlavního a vybíjecího tranzistoru a jejich vzájemné spolupráce. Bylo ověřeno, že při požadavku na nenulové výstupní napětí je střída na řídicí elektrodě hlavního tranzistoru 50 % a vybíjecí obvod je neaktivní. Při požadavku na nulové výstupní napětí se však řídicí obvody chovaly stejně. Bylo zjištěno, že napěťové čidlo má záporný offset a že tedy výstupní napětí zdroje neumí být nulové. Offset však byl velmi malý (do 20 mV), takže očekávané minimální výstupní napětí zdroje bylo do 10 V, což nevadí. Pro ověření funkce vybíjecího obvodu bylo potřeba nastavit střídu $s_G = 0 \%$ a pomocí laboratorního zdroje injektovat proud do VN části napěťového snímače. V tomto stavu již bylo na výstupu napěťového čidla nenulové napětí a regulátor napětí přešel do záporné saturace. Na řídicí elektrodě hlavního tranzistoru bylo trvale nulové napětí, budič vybíjecího tranzistoru začal pracovat a na řídicí elektrodě vybíjecího tranzistoru se objevilo napětí cca 15 V.

Těmito měřeními bylo ověřeno, že řídicí obvody nevykazují známky chybného chování a že je možné začít ověřovat funkci silové části.

5.4.1 Počáteční diagnostika problému

Měřením bylo zjištěno, že průběh napětí na bočníku se výrazně odlišuje od teoretického předpokladu a obsahuje velmi velký zákmit při sepnutí tranzistoru. Tímto zákmitem byl nabíjen kondenzátor C913 (viz Obr. 5-5) na napětí nad 2,5 V, čímž byl blokován obvod *UCC38C45* a docházelo k nepravidelnému vynechávání budících pulzů pro hlavní tranzistor. Právě nepravidelné spínání tranzistoru pak generovalo ony nehezské zvuky. Také byl objeven důvod proč se zdroj dostává do „*nestabilního stavu*“ až po nějaké době konstantního zatížení. Zahříváním bočníku na něm mírně rostlo napětí a při dosažení jisté prahové hodnoty začalo docházet k překračování u_{VFB} nad 2,5 V, čímž se zdroj dostal do „*nestabilního stavu*“.

Účel kondenzátoru C913 v obvodu je zachytávání špičkové hodnoty pracovního primárního proudu pro proudové omezení při zkratu na výstupu zdroje. Jeho funkce je podrobně popsána v kapitole 4.5.1. Proudový zákmit však nabíjel C913 na výrazně vyšší hodnotu, než která odpovídala pracovnímu proudu a tím předčasně blokoval funkci obvodu *UCC38C45*. Bylo tedy nutné buď odstranit příčinu proudového zákmitu nebo odstranit jeho následek. Ze systémového hlediska je lepší odstranit příčinu, takže se začala hledat.

5.4.2 Teorie o dlouhých zotavovacích časech použitých usměrňovacích diod

Zákmit napětí na bočníku je příliš dlouhý na to, aby byla jeho původcem parazitní indukčnost bočníku. Navíc jeho velikost není závislá na proudu (zatížení měniče), ale na napájecím napětí. Podle první teorie problém způsobovaly nekvalitní usměrňovací diody na sekundární straně měniče. Tuto teorii podporoval také fakt, že se diody docela výrazně zahřívaly i při částečném zatížení měniče. Jedna z usměrňovacích diod dokonce během ožiování zdroje shořela. Diody *STTH112* se zotavovacím časem $t_{rr} = 75 \text{ ns}$ [7] tedy byly vyměněny za Schottkyho diody z karbidu křemíku *C4D0212* s nulovým zotavovacím časem [22]. Kromě sekundárních usměrňovacích diod byla preventivně vyměněna také dioda D1 viz Obr. 3-6. Po výměně se diody přestaly přehřívat, ale proudový zákmit zůstal stejný. Bylo tedy potřeba hledat dál.

5.4.3 Teorie o parazitní kapacitě vinutí

Při uvažování nad chováním proudového impulsu (závislost na napájecím napětí, a ne na zatížení měniče) mého vedoucího práce napadlo, že by problém mohl být způsoben parazitní kapacitou primárního a sekundárních vinutí transformátoru. V plošném spoji tedy byl přerušen vodič k primárnímu vinutí a byla zde nainstalována proudová sonda. Měřením bylo ověřeno, že proud primárním vinutím opravdu obsahuje zákmit, a že je tedy vinutí transformátoru pravděpodobně jeho původcem. (Pro ilustraci je možné se podívat na Obr. 5-7 na str. 42, kde je naměřený průběh proudu vynesena fialovou barvou.)

Teorie o parazitní kapacitě vinutí dává smysl také z těchto důvodů: Začátek a konec primárního vinutí se nachází na stejné straně cívk a oddělují je jen 2 vrstvy izolační

pásky. Vzniklá parazitní kapacita je zde očividná. Velkou parazitní kapacitu však má pravděpodobně i sekundární vinutí, protože je tvořeno velkým počtem závitů. Navíc se tato kapacita transformuje na primární stranu s druhou mocninou převodu transformátoru.

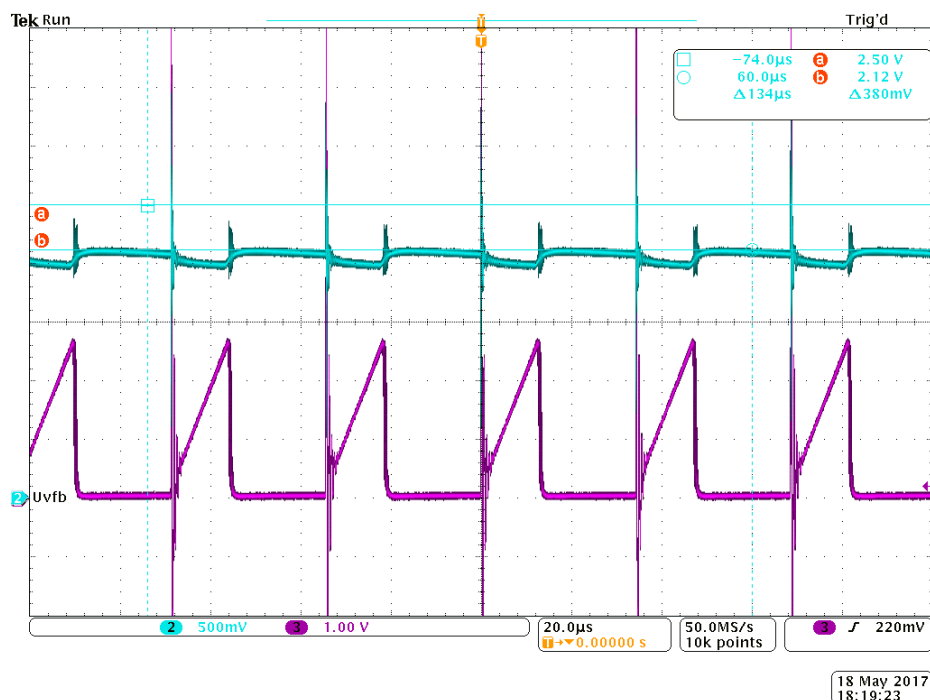
Parazitní kapacitu primárního vinutí by bylo možné snížit změnou způsobu jeho navíjení. Vinutí by bylo provedeno 43 závitů v jedné vrstvě, izolací a dalšími 43 závitů v druhé vrstvě zapojenými paralelně k 1. vrstvě. Tím by byla parazitní kapacita primárního vinutí minimalizována. Jelikož se primární vinutí nachází ve spodní vrstvě, bylo by však nutné převinout celý transformátor. Pro snížení parazitní kapacity sekundárního vinutí by mohlo pomoci zvětšení tloušťky izolace mezi jednotlivými vrstvami. Vzhledem ke složitosti transformátoru by převíjení bylo velmi pracné a časově náročné. Navíc by ani tento úkon nezaručoval jistou eliminaci problému. Bylo tedy rozhodnuto neodstraňovat jeho příčinu, ale následek.

5.4.4 Odstraňování následků parazitní kapacity primárního vinutí

Jelikož příčina zákmitu napětí na bočníku není lehce odstranitelná, bylo nutné odstranit její následek, kterým bylo nadměrné přebíjení kondenzátoru C913 (viz 5.4.1). Omezení přebíjení C913 bylo dosaženo těmito úpravami:

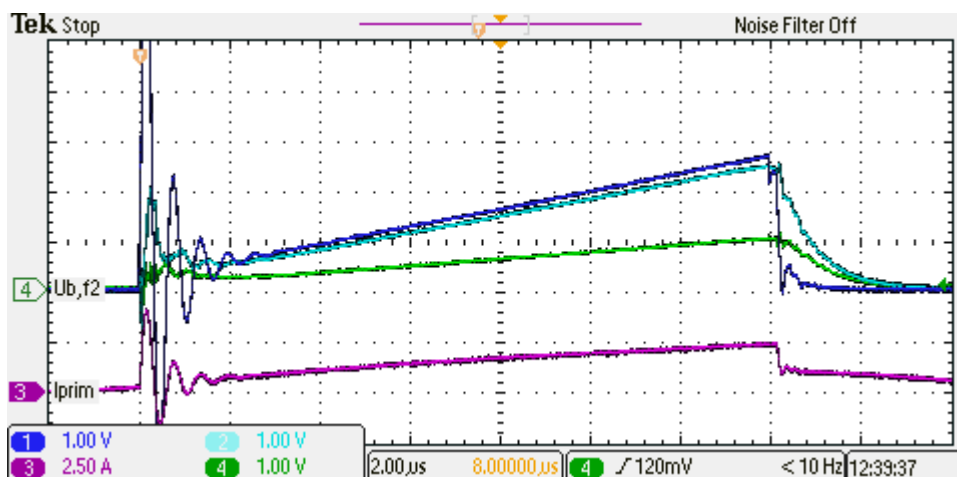
- zvětšení hodnoty R921 z $15\ \Omega$ na $33\ \Omega$
- zvětšení hodnoty C912 z $10\ \text{nF}$ na $22\ \text{nF}$
- zvětšení hodnoty C913 z $4,7\ \text{nF}$ na $18\ \text{nF}$

Tím je dosaženo většího filtrování průběhu napětí z bočníku. Po provedení změn problém s „*nestabilním stavem*“ vymizel a zdroj byl otestován s výstupním proudem $I_z = 100\ \text{mA}$ při plném napájecím i výstupním napětí. Průběhy u_{VFB} a u_b jsou vyobrazeny na Obr. 5-6 a je na nich patrná správná funkce zachytávání špičkového proudu primárním vinutím. (Pozor, průběhy mají jiné napěťové měřítko!)



Obr. 5-6: Průběhy napětí na bočníku u_b (fialová) a napětí u_{VFB} (světle modrá) při $U_f = 230$ V, $U_z = 1200$ V, $I_z = 100$ mA

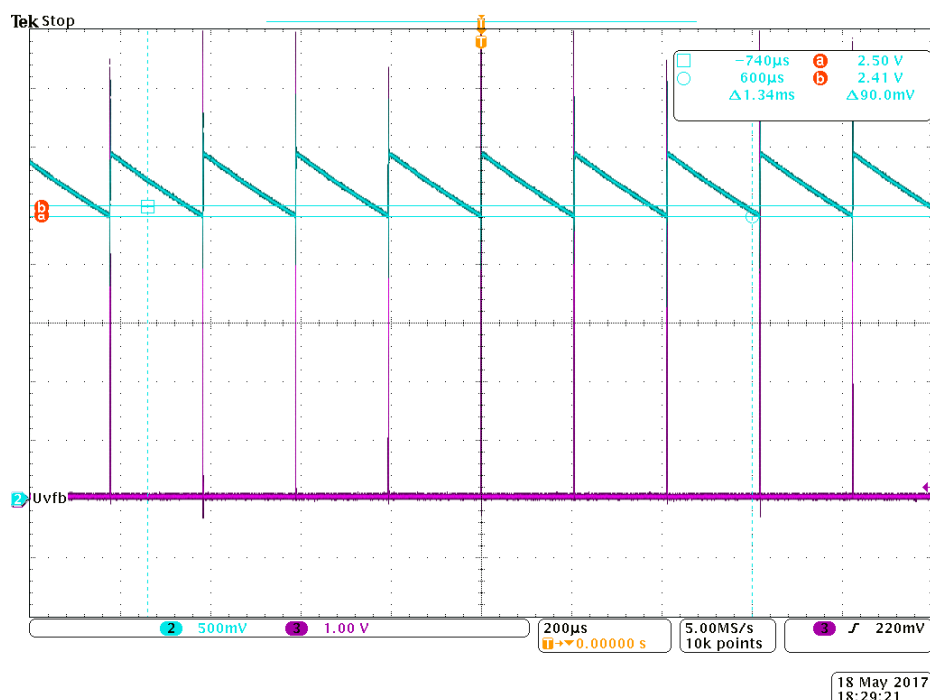
Na Obr. 5-7 jsou vyobrazeny průběhy proudu primárním vinutím, napětí na bočníku a napětí na dvou následujících, v sérii zapojených filtrech. První, velmi výrazná filtrace signálu zabraňuje předčasnému vypínání hlavního tranzistoru vlivem přebíjení C913. Signál však i po ní obsahuje výraznou špičku na začátku pulzu. Aby mohl obvod *UCC38C45* fungovat jako PWM regulátor, potřebuje na svém vývodu *ISENSE* mnohem kvalitnější pilovitý průběh, než je průběh za 1. filtrem. Signál je tedy nutné dále filtrovat.



Obr. 5-7: Průběhy proudu primárním vinutím měřeného proudovou sondou (fialová), napětí na bočníku (tmavě modrá), napětí za 1. filtrem (světle modrá) a napětí za druhým filtrem (zelená) při plném zatížení měniče ($U_f = 230$ V, $U_z = 1200$ V, $I_z = 100$ mA)

Bohužel i po druhé filtraci signál obsahuje na začátku malý zákmit, kvůli kterému měnič nepracuje stabilně při malých zatíženích. To je však problém většiny zapojení s *UCC38C45* a není v této práci dále řešen.

Silná filtrace signálu z bočníku však má velmi negativní vliv na chod zdroje při přetížení. Při stavu, kdy je zdroj nakrátko (nebo téměř nakrátko), pracuje měnič v režimu spojitého toku a proud tranzistorem nenarůstá od nuly, ale z předchozí dosažené hodnoty. Je tedy nutné tranzistor okamžitě vypínat, aby tento proud nenarůstal dále. Jelikož je ale signál z bočníku silně filtrován, informace o vysokém proudu se nedostane dostatečně rychle k obvodu *UCC38C45*. To způsobí, že se tranzistor zavírá opožděně a proud primárním vinutím dále narůstá. Při stavu nakrátko byl naměřený sekundární proud 600 mA, což je dvojnásobek povolené hodnoty. Průběhy u_{VFB} a u_b při tomto stavu jsou vyobrazeny na Obr. 5-8.

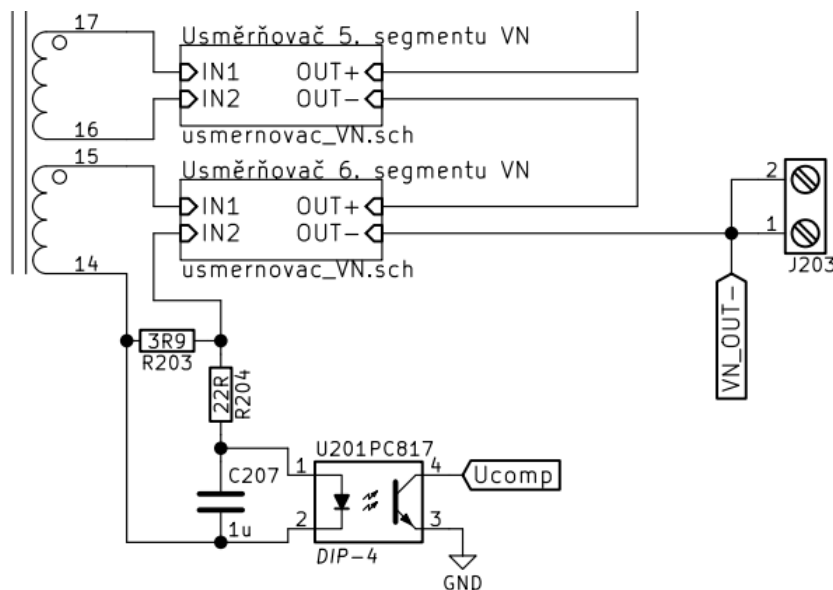


Obr. 5-8: Průběhy napětí na bočníku u_b (fialová) a napětí u_{VFB} (světle modrá) při zkratu na výstupu ($U_f = 230 \text{ V}$, $U_z = 0 \text{ V}$, $I_z = 600 \text{ mA}$)

Z průběhů je patrná obrovská hodnota proudu primárním vinutím. Frekvence spínání tranzistoru je sice silně omezena z $f = 30 \text{ kHz}$ na asi 5 kHz , ale ani to nestačí na dostatečné omezení sekundárního proudu. Vlivem velkého primárního proudu navíc dochází k přesycování magnetického jádra, což je nežádoucí.

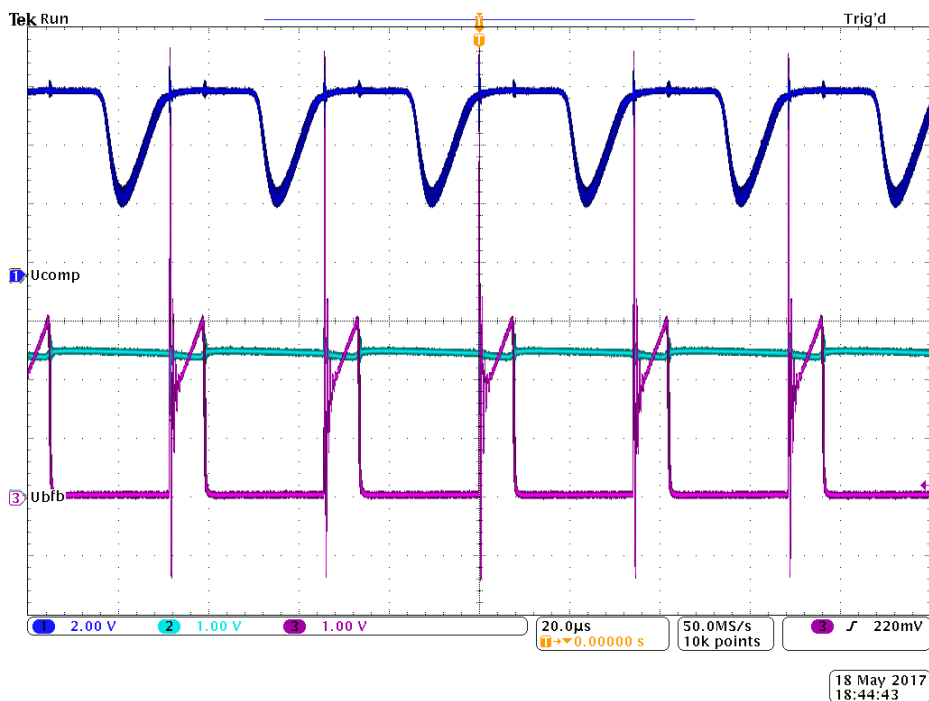
Výše popsanou změnou tedy bylo dosaženo zlepšení chování při chodu zdroje při jmenovitých parametrech, ale chování při zkratu se zhoršilo na nepřijatelnou mez. Jelikož se při stávajícím zapojení nedalo zajistit uspokojivé chování zároveň při obou provozních stavech, bylo nutné doplnit obvod o přímé měření sekundárního proudu. Úprava je vyobrazena na Obr. 5-9. Při překročení dovoleného výstupního proudu se úbytek na bočníku R203 zvýší natolik, že se otevře LED v optočlenu a otevře se fototranzistor. Ten pak „přizemní“ vývod *COMP* obvodu *UCC38C45*, čímž je snížena střída hlavního tranzistoru na nulu. Dále byl mezi vývod *COMP* a zem doplněn kondenzátor C918 s kapacitou 820 pF (viz Obr. 5-5 na str. 39). Ten zpomaluje opětovné zvyšování střídly. Funkce obvodového řešení byla ověřena nastavením maximálního výstupního napětí

zdroje a postupným snižováním hodnoty zatěžovacího odporu. Naměřené průběhy napětí u_b , u_{COMP} a u_{VFB} jsou vyobrazeny na Obr. 5-10, Obr. 5-11 a Obr. 5-12.



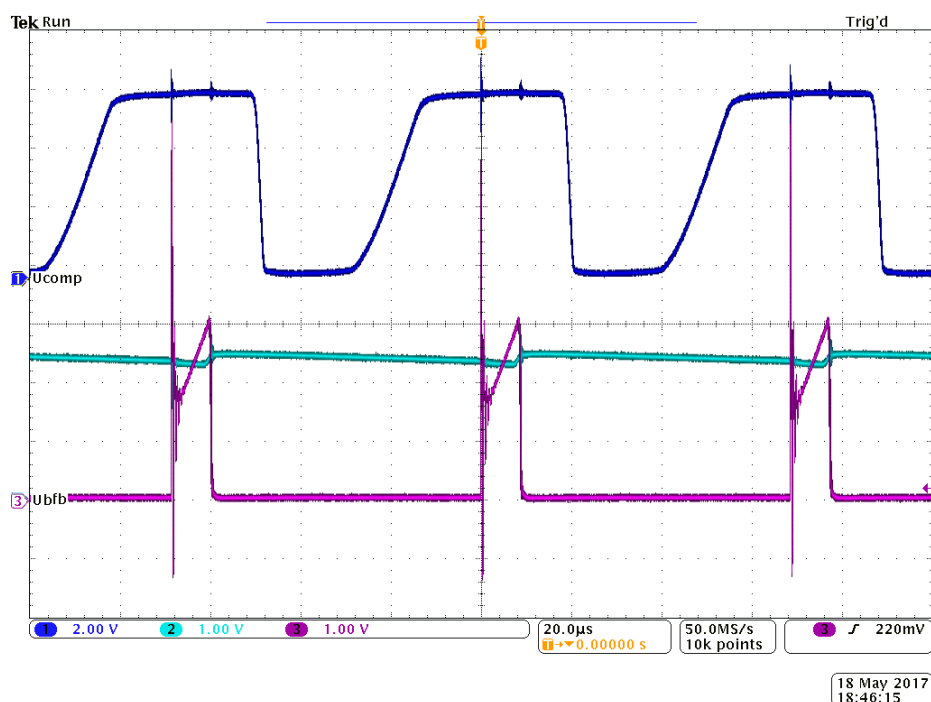
Obr. 5-9: Schéma zapojení čidla sekundárního proudu

Na Obr. 5-10 lze pozorovat, jak se tranzistor v optočlenu začíná „přiotvírat“, ale střída hlavního tranzistoru ještě není omezena.



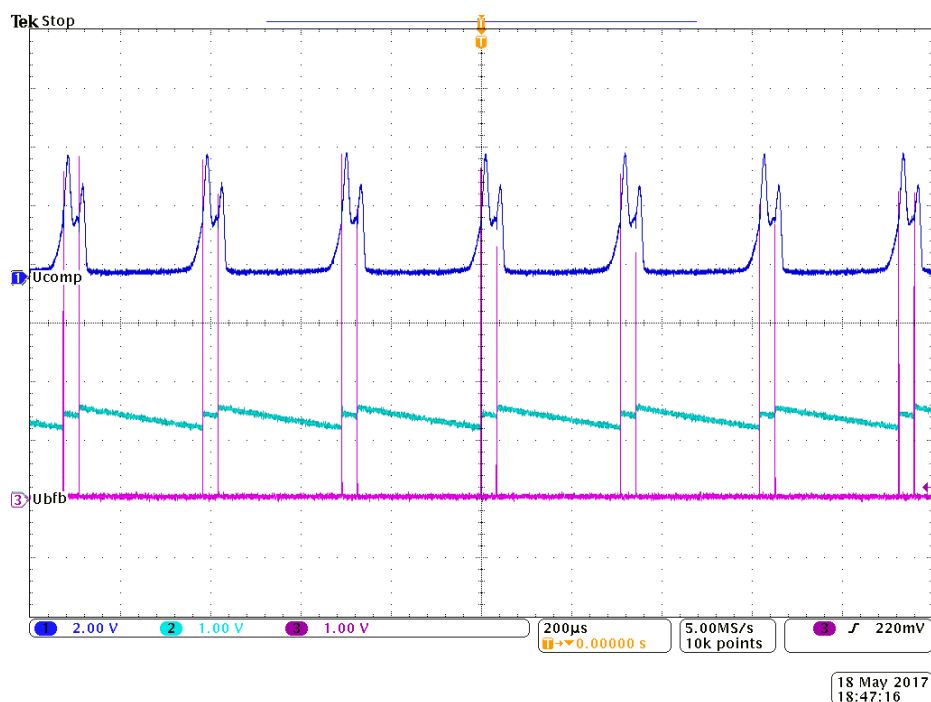
Obr. 5-10: Průběhy napětí na bočníku u_b (fialová), napětí u_{COMP} (tmavě modrá) a napětí u_{VFB} (světle modrá) při $U_f = 230 \text{ V}$, $I_z = 220 \text{ mA}$

Na Obr. 5-11 již zpětná vazba úplně zabraňuje každému druhému otevření hlavního tranzistoru a tím omezuje výstupní proud.



Obr. 5-11: Průběhy napětí na bočníku u_b (fialová), napětí u_{COMP} (tmavě modrá) a napětí u_{VFB} (světle modrá) při $U_f = 230\text{ V}$, $I_z = 250\text{ mA}$

Na Obr. 5-12, kdy zdroj pracuje do zkratu již dochází k propuštění vždy 2 po sobě jdoucích pulzů a poté je cca 8 pulzů vynecháno. Výstupní proud je omezen na 300 mA.



Obr. 5-12: Průběhy napětí na bočníku u_b (fialová), napětí u_{COMP} (tmavě modrá) a napětí u_{VFB} (světle modrá) při zkratu na výstupu ($U_f = 230\text{ V}$, $U_z = 0\text{ V}$, $I_z = 300\text{ mA}$)

Nespornou výhodou tohoto řešení je fakt, že výstupní proud je pod přímou kontrolou řídicích obvodů a jeho maximální hodnota je omezena nezávisle na dějích v primární části zdroje. Zpoždění optočlenu nijak nevádí, protože při stavu nakrátko má

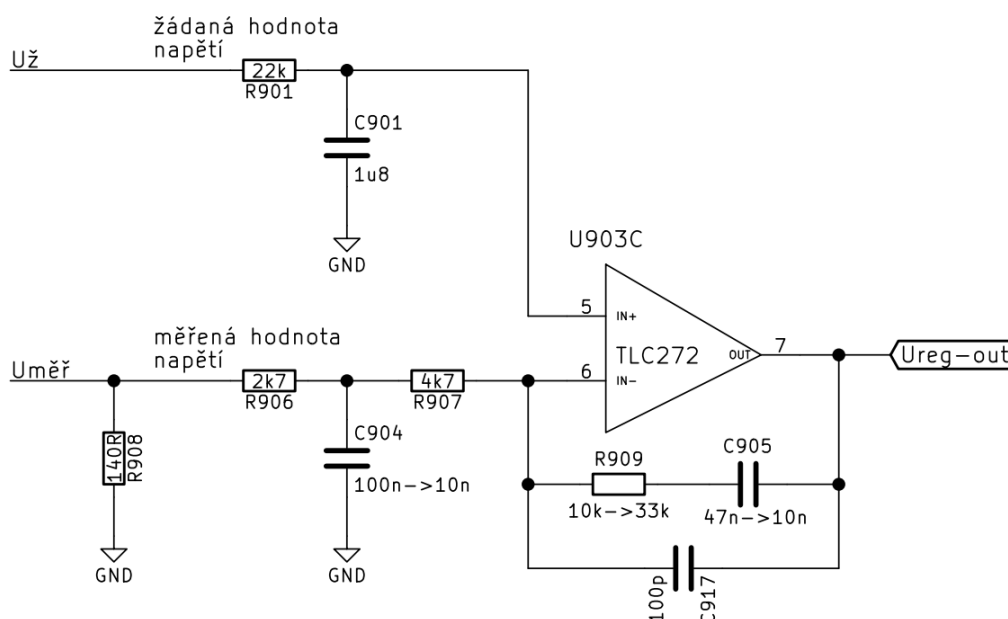
sekundární proud transformátoru téměř 100% střidu a optočlen má tedy dostatečný čas na reakci.

Při ožiování bylo také experimentováno se zavedením zpětné vazby optočlenem do vývodu *VFB* obvodu *UCC38C45*, kdy byl fototranzistor v optočlenu připojen mezi vývod *VFB* a +5 V. Řešení se však ukázalo jako nevhodné, protože blokování funkce obvodu *UCC38C45* po překročení povoleného výstupního proudu trvalo vlivem velké časové konstanty součástek *R923* a *C913* příliš dlouho. Střední hodnota výstupního proudu zdroje pak zbytečně klesala až na hodnoty kolem 150 mA.

Kvůli zákmitu proudu při sepnutí hlavního tranzistoru tekla tranzistorem krátkodobě záporný proud a vznikalo na něm při tom záporné napětí. Jelikož není tento stav tranzistoru typu IGBT povolen, bylo nutné k tranzistoru doplnit antiparalelní diodu. Byla použita dioda *STTH112*.

5.5 Ladění regulátoru napětí a funkční zkouška zdroje s kapacitní zátěží

Po odladění proudového omezení bylo přistoupeno k ladění napěťového regulátoru zdroje. Bylo totiž zjištěno, že při práci zdroje naprázdno dochází ke kmitání napětí na výstupu zdroje a na výstupu napěťového regulátoru. Kmitání výstupu regulátoru bylo dokonce tak velké, že docházelo ke krátkodobému spínání vybíjecího obvodu. Tím bylo kmitání výstupního napětí ještě zvětšeno, a navíc docházelo k nadměrnému zahřívání vybíjecího rezistoru, který na takovoto dlouhodobé zatížení není dimenzován. Pro lepší orientaci připojuji schéma napěťového regulátoru, které je vyobrazeno na Obr. 5-13. Ve schématu již jsou zakresleny provedené změny, které budou podrobněji popsány v následujícím textu.



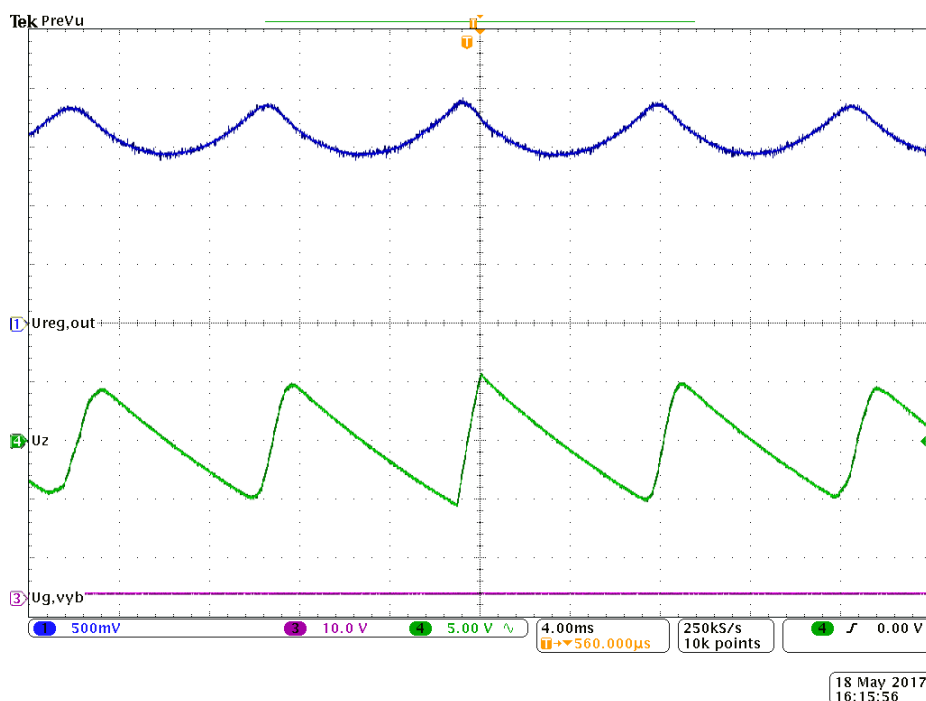
Obr. 5-13: Schéma zapojení napěťového regulátoru se zakreslenými změnami

Pro snadnější ladění regulátoru byl rezistor R909 vyměněn za potenciometr s hodnotou 33 k Ω . Na zdroji bylo nastavováno různé žádané výstupní napětí a bylo pozorováno chování výstupu napěťového regulátoru, výstupního napětí zdroje a výstupu budiče vybíjecího tranzistoru. Chování zdroje bylo pozorováno při konstantním požadovaném výstupním napětí různých hodnot, ale také při jeho změnách. Měření bylo prováděno s výstupem zdroje naprázdno, ale také s kapacitní zátěží s kapacitou cca 750 μ F, která měla simulovat mezipřístroj pro IRE. Samotné ladění bylo prováděno zkusem otáčením potenciometru a výměnou kondenzátoru C905 za různé hodnoty.

Nejmenšího zvlnění výstupního napětí bylo dosaženo při hodnotách kapacity 10 nF a odporu 33 k Ω . Změna odporu mezi 20 k Ω a výše však měla jen minimální vliv. K regulátoru tedy byly osazeny součástky hodnot 10 nF a 33 k Ω . Při tomto nastavení regulátoru už nedocházelo k trvalému kmitání s činností vybíjecího obvodu, ale jen při připojené kapacitní zátěži. Při výstupu zdroje naprázdno ke kmitání docházelo stále. Problém byl finálně vyřešen až změnou kondenzátoru C904, který slouží k filtraci naměřené hodnoty výstupního napětí na hodnotu 10 nF. Na následujících obrázcích jsou vyobrazeny odezvy regulátoru napětí, výstupního napětí zdroje a funkce vybíjecího obvodu při různých situacích.

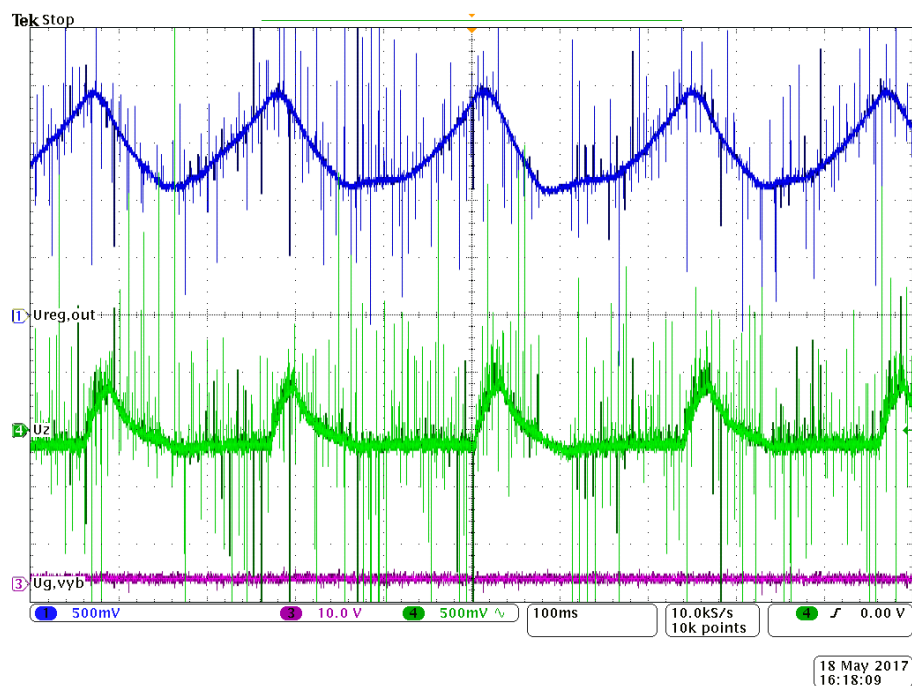
K největšímu zvlnění výstupního napětí docházelo při napětí $U_z = 675$ V. Průběhy sledovaných veličin jsou vyobrazeny na Obr. 5-14. Zvlnění výstupního napětí je 10 V a má frekvenci 125 Hz.

Pozn.: Na obrázcích Obr. 5-14 - Obr. 5-20 je napětí u_{COMP} chybně označeno jako $U_{\text{reg,out}}$.



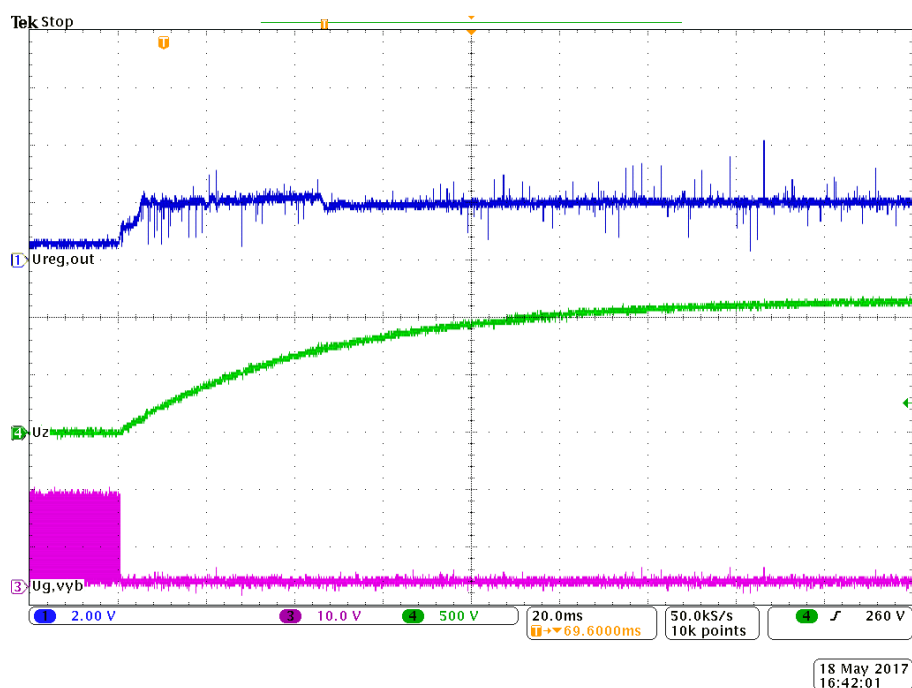
Obr. 5-14: Zvlnění výstupního napětí při výstupu zdroje naprázdno, $U_z = 675$ V, bez připojené kapacitní zátěže

Po připojení kapacitní zátěže $750\ \mu\text{F}$ se zvlnění výstupního napětí sníží na $0,6\ \text{V}$ s frekvencí $4,3\ \text{Hz}$.



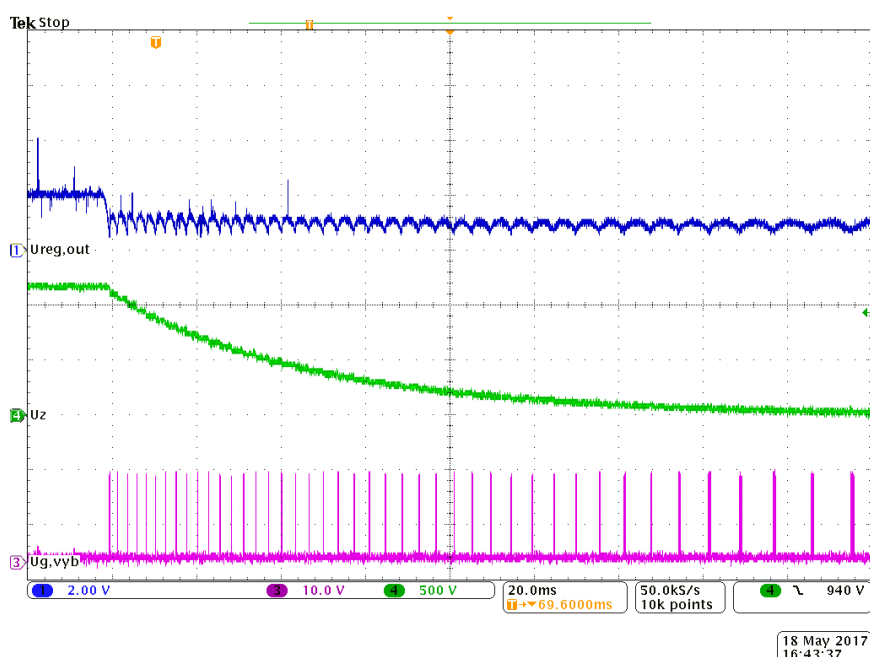
Obr. 5-15: Zvlnění výstupního napětí při výstupu zdroje naprázdno, $U_z = 675\ \text{V}$, s kapacitní zátěží $750\ \mu\text{F}$

Dále byla měřena odezva zdroje na skok žadaného výstupního napětí. Odezva na náhlý požadavek na plné napětí s výstupem zdroje naprázdno je vyobrazena na Obr. 5-16. Lze zde odpozorovat, že napěťový regulátor není v saturaci a výstupní napětí odpovídá exponenciálnímu průběhu na filtru žadané hodnoty napětí.



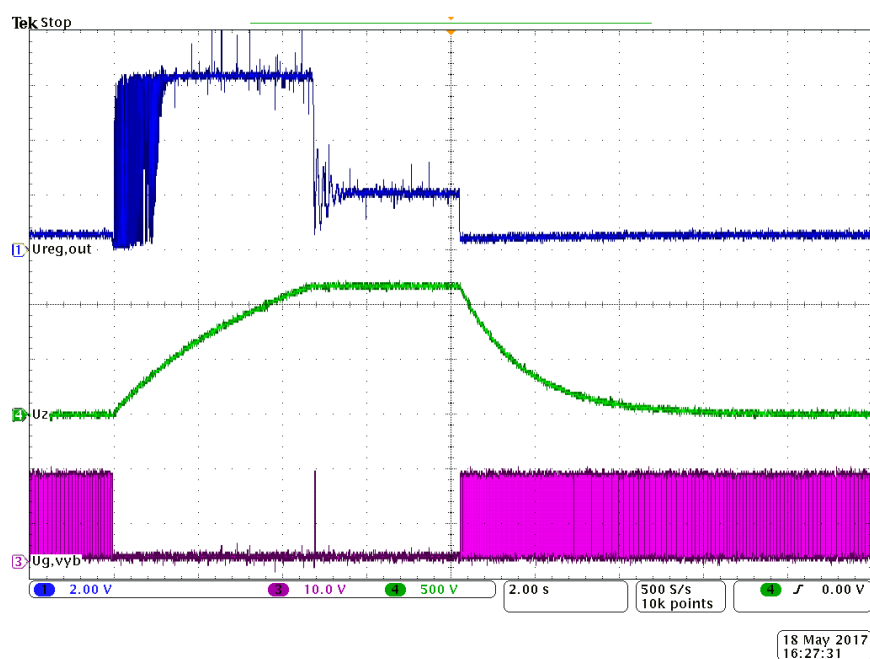
Obr. 5-16: Odezva zdroje na náhlý požadavek plného výstupního napětí při výstupu zdroje naprázdno (bez kapacitní zátěže)

Na Obr. 5-17 je vyobrazena odezva na náhlý požadavek nulového výstupního napětí. Ani v tomto případě není napěťový regulátor v saturaci a průběh výstupního napětí odpovídá exponenciálnímu průběhu na filtru žádané hodnoty napětí. Lze zde navíc pozorovat činnost vybíjecího obvodu.



Obr. 5-17: Odezva zdroje na náhlý požadavek nulového výstupního napětí při výstupu zdroje naprázdno (bez kapacitní zátěže)

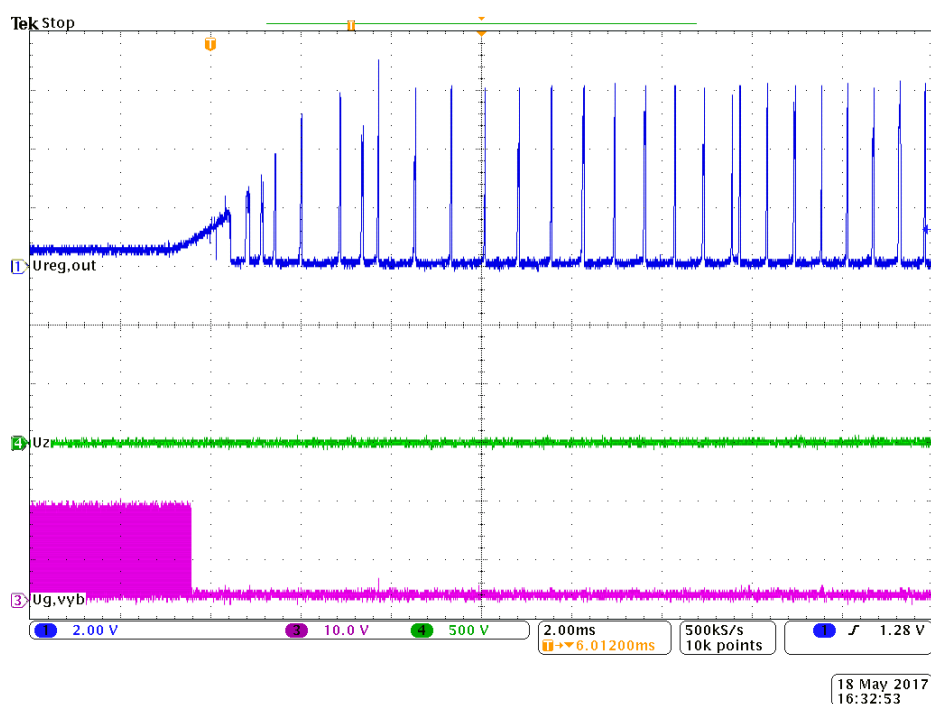
Odezva zdroje při připojené kapacitní zátěži $750 \mu\text{F}$ je vyobrazena na Obr. 5-18. Žádaná hodnota výstupního napětí se nejdříve skokově změnila na 1200 V a poté zpět na 0 V .



Obr. 5-18: Odezva zdroje na skokovou změnu výstupního napětí při připojené kapacitní zátěži $750 \mu\text{F}$

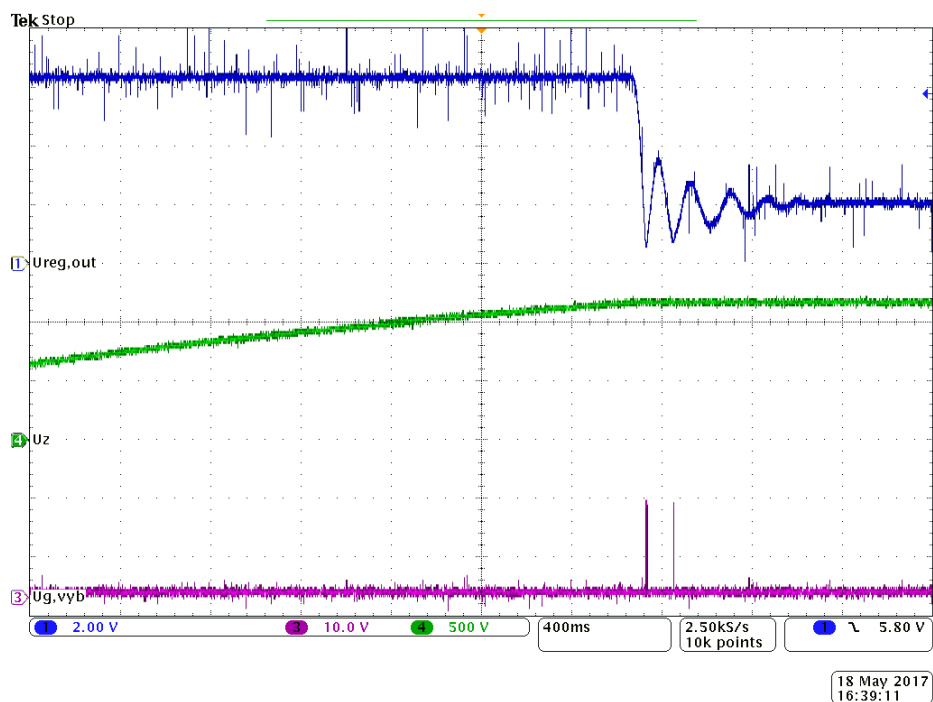
Po připojení kapacitní zátěže 750 μF již výkon zdroje nestačí k tomu, aby výstupní napětí sledovalo průběh za filtrem žádané hodnoty napětí a napěťový regulátor se dostává do saturace. V prvních chvílích se o omezení proudu stará bočník na sekundární straně společně s optočlenem, jehož funkci lze pozorovat na modrém průběhu zachycujícím napětí na vývodu *COMP* obvodu *UCC38C45*. Poté již proudovou regulaci plynule převezme samotný obvod *UCC38C45*. Po dosažení žádaného napětí se napěťový regulátor vrací ze saturace a při tom dojde k jeho zakmitání. Při požadavku na nulové výstupní napětí se napěťový regulátor dostane do záporné saturace, začne pracovat vybíjecí obvod a vybíjecími rezistory se vybijí výstupní kapacita.

Detail počátku nabíjení kapacitní zátěže je vyobrazen na Obr. 5-19. Lze zde pozorovat funkci proudového omezení řešeného proudovým čidlem na sekundární straně a optočlenem.



Obr. 5-19: Detail počátku nabíjení kapacitní zátěže

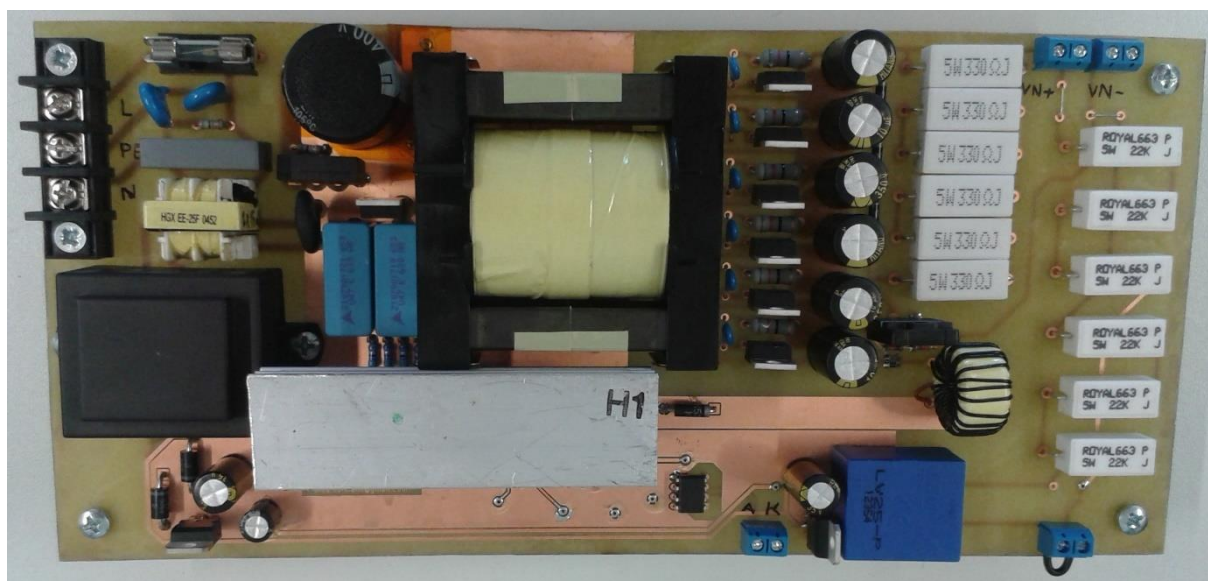
Detail konečné fáze nabíjení, kdy řízení zdroje přebírá napěťový regulátor je vyobrazen na Obr. 5-20. Lze zde pozorovat zakmitání napěťového regulátoru, jehož první dva kmity jsou dostatečně velké na to, aby spustily vybíjecí obvod. Tento stav je sice nežádoucí, ale jeho doba trvání je zanedbatelná a nezpůsobuje nadměrné zahřívání vybíjecích rezistorů ani zásadní energetické ztráty.



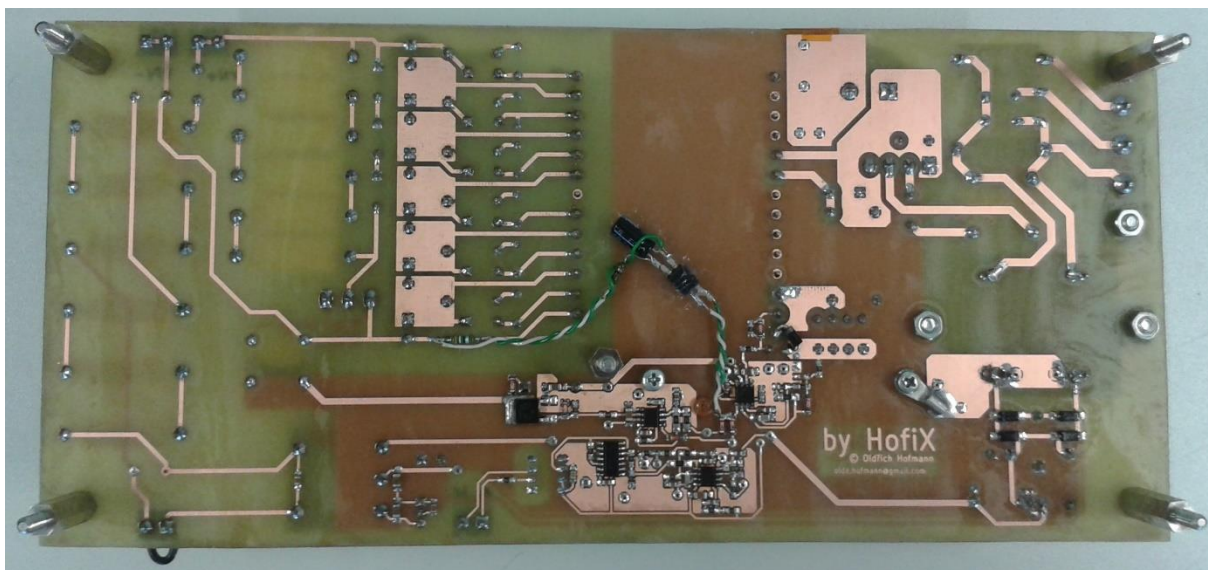
Obr. 5-20: Detail konečné fáze nabíjení kapacitní zátěže

5.6 Fotografie z výroby a měření výrobku

Fotografie hotového zdroje jsou vyobrazeny na Obr. 5-21 a Obr. 5-22.



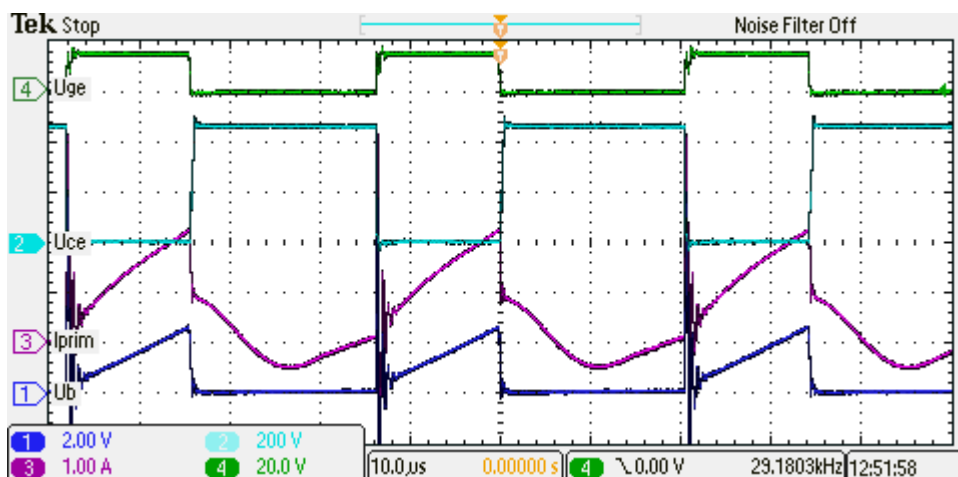
Obr. 5-21: Hotový zdroj - pohled shora



Obr. 5-22: Hotový zdroj - pohled zespodu

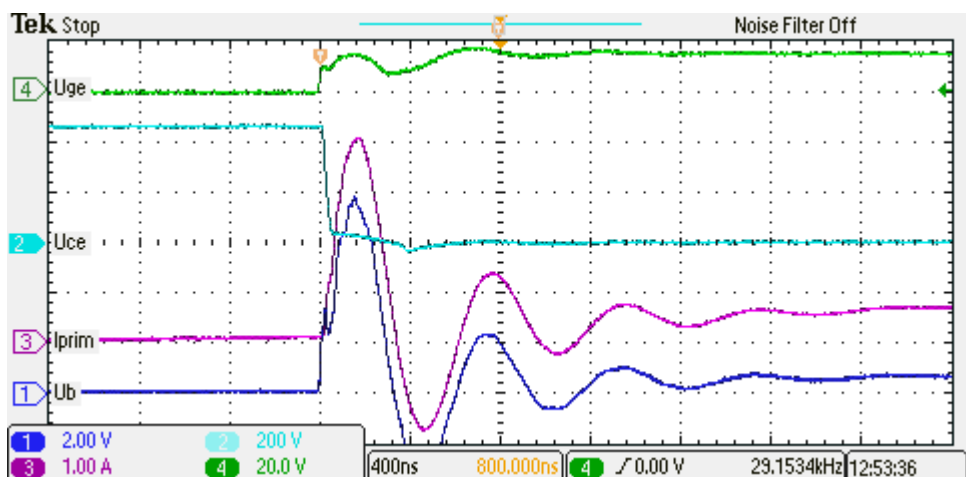
Průběhy různých veličin pořízené při funkčních zkouškách měniče jsou uvedeny na Obr. 5-23 - Obr. 5-27.

Na Obr. 5-23 je patrná rekuperace energie pohlčené obvodem pro bezrozptylové omezení překmitu napětí na hlavním tranzistoru při jeho vypínání. Pohlčená energie se z kondenzátoru C2 (viz Obr. 3-6) vrací do meziobvodu stejnosměrnou cestou přes primární a pomocné vinutí. Na Obr. 5-23 je patrný tvar pracovního proudu měniče (vyneseného modrou barvou), ke kterému se přičítá rekuperační proud a jejich součet je proud primárním vinutím (vynesený fialovou barvou).



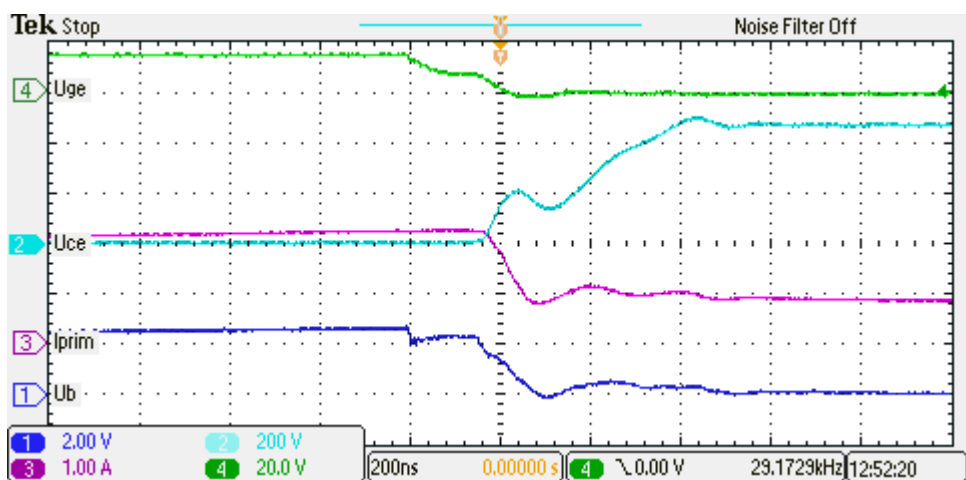
Obr. 5-23: Průběhy napětí u_{ge} a u_{ce} na hlavním tranzistoru, napětí u_b na bočníku a primárního proudu i_{prim} měřeného proudovou sondou ($U_f = 230\text{ V}$, $U_z = 1200\text{ V}$, $I_z = 100\text{ mA}$)

Na Obr. 5-24 je vyobrazen detail při sepnutí hlavního tranzistoru a je zde detailně zachycen především zákmit proudu primárním vinutím, který činil problémy při ožiování zdroje. Je zde patrný pouze mírný vliv parazitní indukčnosti bočníku, která posouvá průběh u_b mírně před průběh i_{prim} . Zákmit napětí u_{ge} je způsoben pravděpodobně úbytkem napětí u_b , který způsobuje chybu měření.



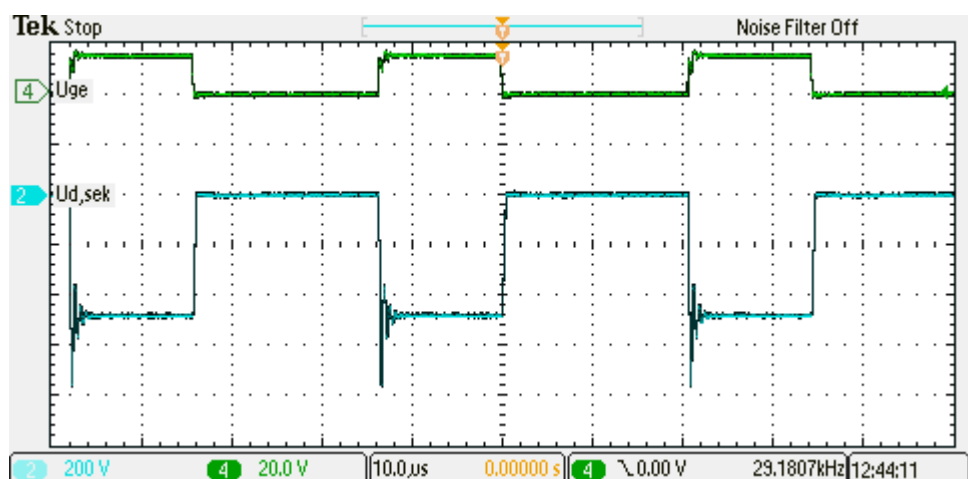
Obr. 5-24: Detail při sepnutí hlavního tranzistoru

Na Obr. 5-25 je vyobrazen detail při vypnutí hlavního tranzistoru. Zde je patrný téměř nulový překmit napětí na tranzistoru. Překmit je totiž pravděpodobně zatlumen parazitní kapacitou vinutí transformátoru. Maximální napětí na tranzistoru a jeho antiparalelní diodě je cca 500 V, takže použitý tranzistor s maximálním dovoleným napětím $U_{CE,max} = 1200 \text{ V}$ [5] s velkou rezervou vyhovuje. Použitá antiparalelní dioda s maximálním závěrným napětím $U_{D2,max} = 1200 \text{ V}$ [7] vyhovuje také. Dále je zde patrný vybíjecí proud řídící elektrody tranzistoru, který způsobuje mírný pokles u_b před samotným vypnutím tranzistoru.

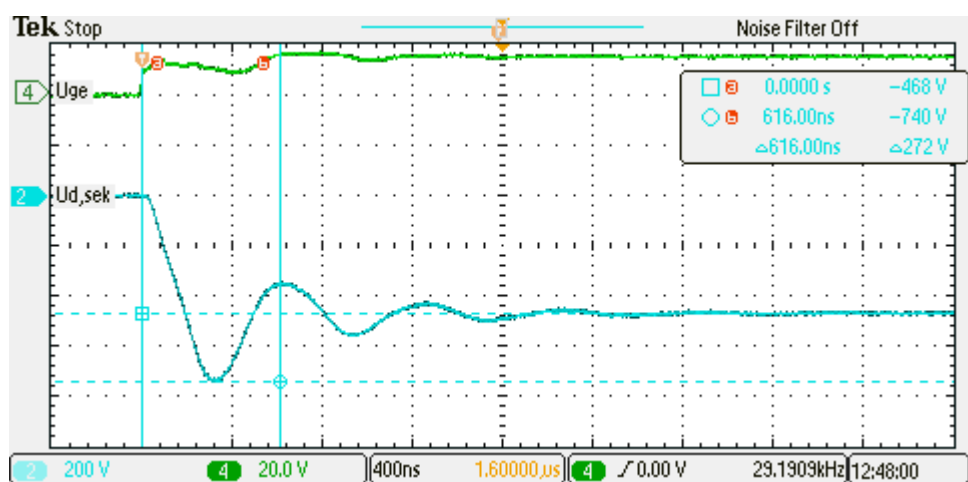


Obr. 5-25: Detail při vypnutí hlavního tranzistoru

Na Obr. 5-26 je vyobrazen průběh napětí na sekundární usměrňovací diodě. Detail napětového překmitu při jejím uzavírání je vyobrazen na Obr. 5-27. Špičkové napětí na diodě má hodnotu 740 V. Použitá dioda má maximální dovolené závěrné napětí 1200 V [22], takže i zde dioda napětově vyhovuje s velkou rezervou.



Obr. 5-26: Průběhy napětí u_{ge} na hlavním tranzistoru a napětí $u_{d,sek}$ na sekundární usměrňovací diodě ($U_r = 230 \text{ V}$, $U_z = 1200 \text{ V}$, $I_z = 100 \text{ mA}$)



Obr. 5-27: Detail přechodu napětí na sekundární usměrňovací diodě

6 ZÁVĚR

V práci byla popsána koncepce přístroje pro ireverzibilní elektroporaci buněk, jeho blokové schéma a byly definovány požadavky na návrh a výrobu nového regulovatelného spínaného zdroje pro napájení vysokonapěťového meziobvodu přístroje. Byly popsány různé topologie měničů, které by byly použitelné při řešení zdroje. Dále byly v práci popsány různé možnosti zapojení řídicích obvodů zdroje. Na základě výhod a nevýhod jednotlivých topologií měničů a možností zapojení řídicích obvodů byla pro výkonovou část vybrána topologie blokujícího měniče s bezrozptylovým omezením překmitu. Řídicí obvody bylo rozhodnuto umístit na primární stranu a galvanicky spojit zem řízení se záporným pólem usměrněné sítě.

Dále byl v práci proveden návrh výkonové části zdroje včetně výpočtu a návrhu výkonového transformátoru, spínacích prvků, řídicích obvodů a dalších součástí. Po navržení plošného spoje v software *KiCad* byla DPS vyrobena a osazena součástkami. Potřebné transformátory byly ručně navinuty ve školní dílně.

Při ožiování zdroje se zjistilo, že vinutí hlavního transformátoru vykazuje velikou parazitní kapacitu, která činí potíže při měření primárního proudu. Kvůli velkému zákmitu proudu při sepnutí hlavního tranzistoru bylo nutné více filtrovat signál z bočnicku na primární straně, což způsobilo nedostatečné omezení proudu při výstupu zdroje nakrátko. Toto bylo vyřešeno přidáním bočnicku s optočlenem na sekundární stranu.

Po vyřešení všech problémů, které se ukázaly při ožiování, byly provedeny zátěžové testy, kdy byl zdroj provozován v různých provozních stavech včetně režimu omezení proudu. Bylo při nich sledováno, jestli někde nevznikají nebezpečné napěťové překmity nebo nedochází k přehřívání některých součástek. Při těchto testech nebyly objeveny žádné nedostatky.

Navržený a vyrobený spínaný zdroj je určen k použití do přístroje pro IRE, ale je použitelný kdekoli, kde je potřebný říditelný zdroj vysokého napětí do 1200 V s galvanicky odděleným výstupem a omezeným výstupním proudem.

Kompletní výrobní dokumentace ke zdroji je přiložena v příloze k této práci. Obsahuje původní verzi návrhu DPS a schéma elektrického zapojení, které je aktualizováno podle finálního zapojení zdroje.

LITERATURA

- [1] Přístroj pro ireverzibilní elektroporaci z VUT v Brně. *Volty.cz* [online]. [cit. 2016-11-16]. Dostupné z: <http://www.volty.cz/2016/04/30/pristroj-na-elektroporaci-usnadni-praci-lekarskym-tymum/>
- [2] PATOČKA, M. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. V Brně: VUTIU, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [3] ZEMÁNEK, M. *Užití výkonových měničů ve zdrojích vysokého napětí*. Brno, 2009. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [4] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv. 2, skriptum FEKT, VUT Brno*, 2005.
- [5] INFINEON TECHNOLOGIES AG. *SGP07N120: Fast IGBT in NPT-technology*. München, Germany: Infineon Technologies AG, 2007. Dostupné také z: http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-SGP07N120-DS-v02_03-en.pdf?fileId=db3a304323b87bc20123bc87c8953527
- [6] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv. 1, skriptum FEKT, VUT Brno*, 2005.
- [7] STMICROELECTRONICS. *STTH112: High voltage ultrafast rectifier*. 2009. Dostupné také z: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/34/d/b/51/35/8d/0b/48/54/CD00003260.pdf/files/CD00003260.pdf/jcr:content/translations/en.CD00003260.pdf>
- [8] COSMO FERRITES LTD. *PRODUCT DATA APPROVAL SHEET: Core- ETD5922*. 2016. Dostupné také z: <http://www.semic.cz/obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6215/lj-etd5922-cf139-g-2.00-cf-c82fab.pdf>
- [9] COSMO FERRITES LTD. *Lj ETD5922hp 26p 1s yx&SD: Katalogový list ke kostřičce*. 2015. Dostupné také z: <http://www.semic.cz/obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6215/lj-etd5922hp-26p-1s-cf-sd-bd59c4.pdf>
- [10] MIKULČÁK, J. *Matematické, fyzikální a chemické tabulky pro střední školy*. 4. vyd. Praha: Prometheus, 2007. Pomocné knihy pro žáky (Prometheus). ISBN 978-80-7196-345-5.
- [11] MĚDĚNÉ DRÁTY: Vlastnosti měděných lakovaných vodičů dle EN 60317-0-1. *ELVIKO s.r.o.* [online]. [cit. 2017-05-21]. Dostupné z: <http://www.elviko.cz/zbozi/medene-draty/>
- [12] TEXAS INSTRUMENTS. *UCCx8C4x BiCMOS Low-Power Current-Mode PWM Controller*. 2000. Dostupné také z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc38c45.pdf>
- [13] TEXAS INSTRUMENTS. *UCx84x Current-Mode PWM Controllers*. 1997. Dostupné také z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3844.pdf>
- [14] VOREL, P., PATOČKA, M. *Průmyslová elektronika, skriptum FEKT, VUT Brno*, 2007.
- [15] TEXAS INSTRUMENTS INC. *TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277: LinCMOS PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS*. Dallas, USA, 2002. Dostupné také z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlc272.pdf>

- [16] LEM. *Voltage Transducer LV 25-P*. Version 19. 2014. Dostupné také z: http://www.lem.com/docs/products/lv_25-p.pdf
- [17] CREE. *C2M1000170D: Silicon Carbide Power MOSFET*. 2015. Dostupné také z: <http://www.wolfspeed.com/media/downloads/173/C2M1000170D.pdf>
- [18] COSMO FERRITES LTD. *PRODUCT DATA APPROVAL SHEET: Core- T2010C*. 2016. Dostupné také z: <http://www.semic.cz/obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6804/lj-t-2010c-cf139-cf-b67261.pdf>
- [19] INTERNATIONAL RECTIFIER. *IRFR/U024N: HEXFET® Power MOSFET*. Dostupné také z: <http://www.infineon.com/dgdl/irfr024n.pdf?fileId=5546d462533600a40153562cf1e32039>
- [20] VISHAY SEMICONDUCTORS. *6N137, VO2601, VO2611, VO2630, VO2631, VO4661: High Speed Optocoupler, Single and Dual, 10 MBd*. Rev. 2.0. 2016. Dostupné také z: <http://www.vishay.com/docs/84732/6n137.pdf>
- [21] KiCad EDA: *A Cross Platform and Open Source Electronics Design Automation Suite* [online]. [cit. 2017-05-16]. Dostupné z: <http://kicad-pcb.org/>
- [22] CREE, INC. *C4D02120A: Silicon Carbide Schottky Diode*. Rev. D. 2016. Dostupné také z: <http://www.tme.eu/cz/Document/70f42dca464e86635d7b0c5f73b3871a/C4D02120A-DTE.PDF>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

μ_0	permeabilita vakua ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$)	[H.m ⁻¹]
$\mu_{r,Cu}$	relativní permeabilita mědi	[-]
$\mu_{r,Fe}$	relativní permeabilita jádra transformátoru	[-]
AC	střídavý proud (alternating current)	
B_{max}	maximální hodnota magnetické indukce v jádře	[T]
C	kapacita kondenzátoru	[F]
d_1	průměr vodiče primárního vinutí včetně izolace	[m]
d_2	průměr vodiče sekundárního vinutí včetně izolace	[m]
$d_{2,Cu}$	průměr měděného jádra vodiče sekundárního vinutí	[m]
d_3	průměr vodiče pomocného vinutí včetně izolace	[m]
$d_{3,Cu}$	průměr měděného jádra vodiče pomocného vinutí	[m]
DC	stejnoseměrný proud (direct current)	
DPS	deska plošných spojů	
E_{off}	ztrátová energie při vypnutí tranzistoru	[J]
ESR	ekvivalentní sériový odpor (equivalent series resistance)	
f	pracovní frekvence měniče	[Hz]
FEKT	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií	
f_G	frekvence výstupního napětí generátoru	[Hz]
f_s	frekvence síťového napětí	[Hz]
I	proud (obecně)	[A]
i	okamžitá hodnota proudu (obecně)	[A]
$I_{\mu 1,ef}$	efektivní hodnota proudu primárním vinutím	[A]
$I_{\mu 1,max}$	maximální špičková hodnota proudu primárním vinutím	[A]
$I_{\mu 1,stř}$	střední hodnota proudu primárním vinutím	[A]
$I_{2,max}$	maximální hodnota proudu v sekundárním vinutí	[A]
$I_{C,max}$	maximální dovolený proud tranzistorem	[A]
$I_{č,prim}$	proud měřicí stranou čidla napětí	[A]
$I_{č,sek}$	proud na výstupu čidla napětí	[A]
I_d	střední hodnota proudu meziobvodu	[A]
$I_{F,max}$	maximální dovolená střední hodnota proudu diodou	[A]
IGBT	tranzistor s izolovaným hradlem (insulated gate bipolar tranzistor)	
i_{prim}	proud primárním vinutím	[A]
$I_{Q,spotřeba}$	proudová spotřeba na buzení tranzistoru	[A]
IRE	ireverzibilní elektroporace buněk	
$I_{vyb,max}$	maximální vybíjecí proud	[A]
I_z	výstupní proud zdroje	[A]
l	axiální délka okna pro vinutí	[m]
L_1	indukčnost primárního vinutí	[H]

l_1	axiální délka primárního vinutí	[m]
l_2	axiální délka sekundárního vinutí	[m]
l_3	axiální délka pomocného vinutí	[m]
l_{Fe}	efektivní délka siločáry transformátoru	[m]
l_v	celková délka vzduchové mezery	[m]
L_σ	parazitní rozptylová indukčnost mezi primárním a sekundárním vinutím transformátoru	[H]
MOSFET	polem řízený tranzistor s izolovaným hradlem (metal oxide semiconductor field effect transistor)	
N_1	počet závitů primárního vinutí	[-]
N_2	celkový počet závitů sekundárního vinutí	[-]
$N_{2,sekce}$	počet závitů v jedné sekci sekundárního vinutí	[-]
$N_{2,vyp}$	vypočtená hodnota počtu sekundárních závitů	[-]
N_3	počet závitů pomocného vinutí	[-]
NTC	termistor s negativním teplotním koeficientem odporu	
OZ	operační zesilovač	
PI	proporciálně integrační (typ regulátoru)	
$P_{Q,ztr}$	celkový ztrátový výkon na tranzistoru	[W]
$P_{Q,ztr,př}$	spínací ztráty na tranzistoru	[W]
$P_{Q,ztr,ved}$	ztráty vedením na tranzistoru	[W]
P_{Rb}	ztrátový výkon na jednom odboru bočníku	[W]
PWM	pulzně šířková modulace (pulse width modulation)	
$P_{z,max}$	maximální výkon zdroje	[W]
P_{zener}	ztrátový výkon na demagnetizační Zenerově diodě	[W]
$P_{ztr,prim}$	celkový ztrátový výkon na předřadných rezistorech čidla napětí	[W]
$Q_{Q,G}$	náboj řídicí elektrody tranzistoru	[C]
R_b	odpor bočníku	[Ω]
$R_{č,sek}$	hodnota rezistoru připojeného k výstupu čidla napětí	[Ω]
R_d	dynamický odpor	[Ω]
RFA	radiofrekvenční ablace	
$R_{Q,θ,HA}$	tepelný odpor mezi chladičem tranzistoru a okolím	[K.W ⁻¹]
$R_{Q,θ,JC}$	tepelný odpor mezi čipem tranzistoru a pouzdrem	[K.W ⁻¹]
s	pracovní střída měniče	[-]
S_1	průřez mědi jednoho závitu primárního vinutí	[m ²]
s_G	střída obdélníkového signálu z generátoru	[-]
S_j	průřez jádra transformátoru	[m ²]
s_{max}	maximální střída měniče	[-]
SMT	osazování povrchovou montáží (surface mount technology)	
THT	osazování součástek s drátovými vývody (through-hole technology)	

t_{rr}	zotavovací čas diody	[s]
U	napětí (obecně)	[V]
u	okamžitá hodnota napětí (obecně)	[V]
$U_{2,max}$	maximální hodnota napětí na sekundárním vinutí	[V]
$U_{2,sekce,max}$	maximální napětí na jedné sekci sekundárního vinutí	[V]
u_b	napětí na bočníku	[V]
$U_{C,sekce}$	maximální napětí na každém sběracím kondenzátoru na sekundární straně měniče	[V]
u_{ce}	napětí mezi kolektorem hlavního tranzistoru a zemí	[V]
$U_{CE,max}$	maximální dovolené napětí na tranzistoru, také maximální vypočtené napětí na tranzistoru	[V]
$U_{CE,sat}$	napětí na tranzistoru při saturaci	[V]
u_{COMP}	napětí mezi vývodem <i>COMP</i> obvodu <i>UCC38C45</i> a zemí	[V]
U_d	napětí stejnosměrného meziobvodu zdroje	[V]
$u_{d,sek}$	napětí na sekundární usměrňovací diodě	[V]
$U_{D,sekce,max}$	maximální napětí, kterým jsou namáhány usměrňovací diody na sekundární straně měniče	[V]
$U_{D2,max}$	maximální hodnota napětí na sekundární usměrňovací diodě	[V]
U_f	efektivní hodnota fázového napětí sítě	[V]
$U_{G,max}$	maximální hodnota napětí generátoru	[V]
$U_{G,min}$	minimální hodnota napětí generátoru	[V]
$u_{g,vyb}$	napětí mezi řídicí elektrodou tranzistoru Q1101 (viz Obr. 4-11 na str. 30) v primární části vybíjecího obvodu a zemí	[V]
u_{ge}	napětí mezi řídicí elektrodou hlavního tranzistoru a zemí	[V]
u_{ISENSE}	napětí mezi vývodem <i>ISENSE</i> obvodu <i>UCC38C45</i> a zemí	[V]
U_m	špičková hodnota napětí	[V]
$u_{měř}$	napětí odpovídající měřené hodnotě výstupního napětí zdroje	[V]
U_{off}	úroveň napájecího napětí řídicích obvodů pro aktivaci podpětíové ochrany (zablokování zdroje)	[V]
U_{on}	úroveň napájecího napětí řídicích obvodů pro deaktivaci podpětíové ochrany (odblokování zdroje)	[V]
$U_{OZ,in,max}$	maximální napětí na vstupech operačního zesilovače	[V]
U_R	maximální dovolené závěrné napětí diody	[V]
$u_{reg,out}$	= u_{COMP} (jedná se o chybný popis průběhů na Obr. 5-14 - Obr. 5-20)	[V]
U_{th}	rozhodovací úroveň napětí podpětíové ochrany	[V]
U_{VEE}	Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky	
u_{VFB}	napětí mezi vývodem <i>VFB</i> obvodu <i>UCC38C45</i> a zemí	[V]
U_z	výstupní napětí zdroje	[V]

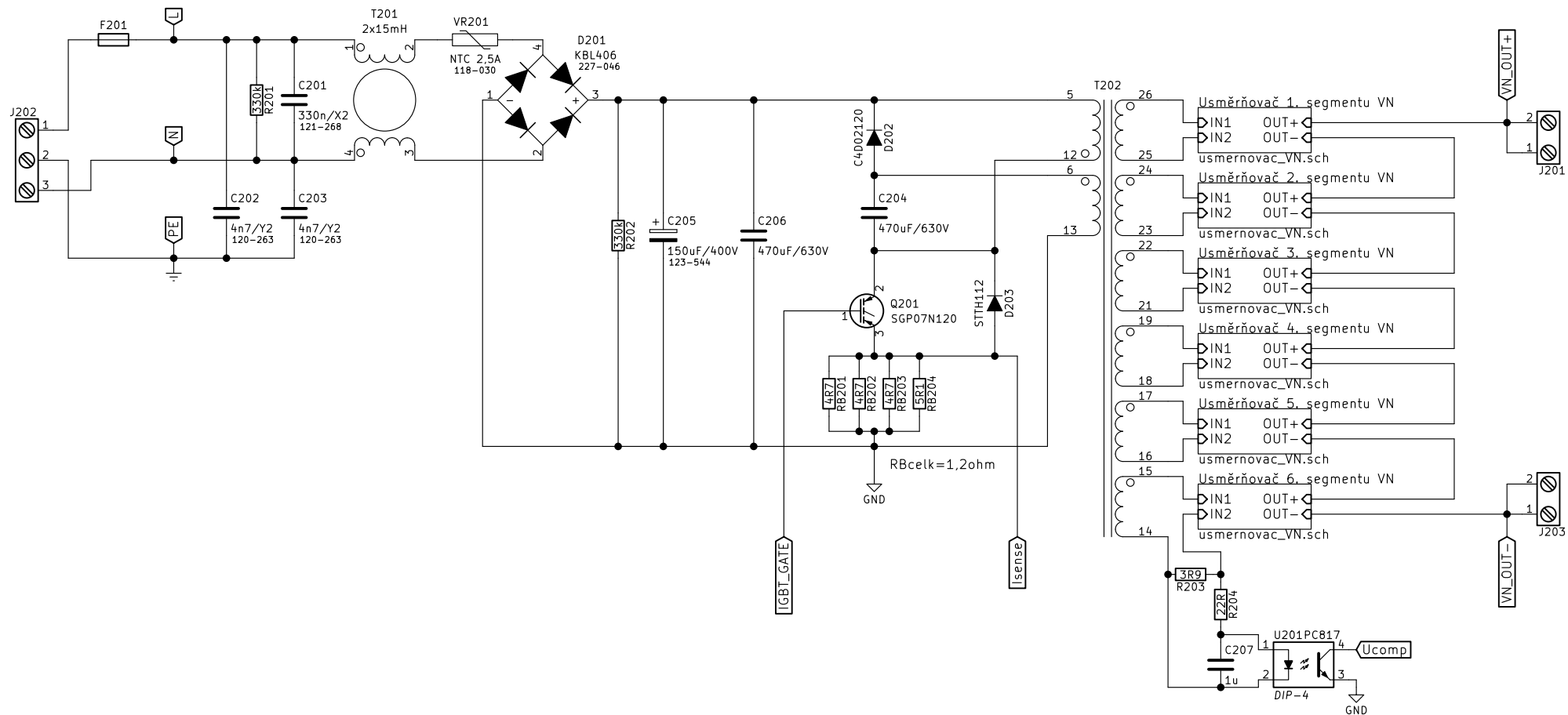
U_{zd}	demagnetizační napětí na Zenerově diodě a nulové diodě	[V]
U_z	napětí odpovídající žádané hodnotě výstupního napětí zdroje	[V]
$U_{z,max}$	maximální hodnota žádaného napětí na vstupu do regulátoru	[V]
v	radiální délka okna pro vinutí	[m]
VF	vysokofrekvenční	
VN	vysoké napětí	
VUT	Vysoké učení technické	
δ	relativní pokles napětí (relativní zvlnění) u usměrňovače	[-]
δ_{Cu}	hloubka vniku	[m]
ΔQ	rozdíl náboje	[C]
ΔU	zvlnění napětí nebo změna napětí (absolutní hodnota)	[V]
ϑ_A	výpočtová teplota vnitřní části přístroje pro IRE (okolí zdroje)	[°C]
$\vartheta_{H,max}$	maximální dovolená teplota chladiče tranzistoru	[°C]
$\vartheta_{Q,J,max}$	maximální dovolená teplota čipu tranzistoru	[°C]
λ_m	magnetická vodivost	[H]
ρ_{Cu}	rezistivita mědi	[$\Omega \cdot m$]
σ_1	proudová hustota v primárním vinutí	[$A \cdot m^{-2}$]
σ_2	proudová hustota v sekundárním vinutí	[$A \cdot m^{-2}$]
σ_3	proudová hustota v pomocném vinutí	[$A \cdot m^{-2}$]

SEZNAM PŘÍLOH

- I. Finální schéma zapojení zdroje (v papírové i elektronické podobě)
- II. Původní návrh DPS použitý v práci (v elektronické podobě)

Navíjecí předpis hl. transformátoru:

12 - 5: primární vinutí - 40 z (2 x paralelně VF lanko S=0,196mm²)
15 - 14, 17 - 16, ..., 26 - 25: sekundární vinutí - 43 z (2 x paralelně lakovaný vodič d=0,3mm)
6 - 13: pomocné vinutí - 40 z (2 x paralelně lakovaný vodič d=0,3mm)



Oldřich Hofmann, FEKT, VUT Brno

Sheet: /Silová část/

File: silova_cast.sch

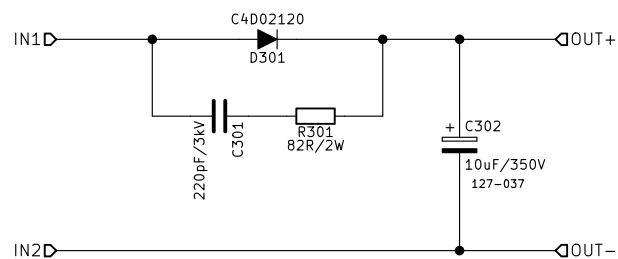
Title: Říditelný spínaný zdroj 0-1200 V / 120 W

Size: A4 Date: 2017-05-24

KiCad E.D.A. kicad 4.0.4-stable

Rev: 2

Id: 2/11



Oldřich Hofmann, FEKT, VUT Brno

Sheet: /Silová část/Usměrňovač 1. segmentu VN/

File: usmernovac_VN.sch

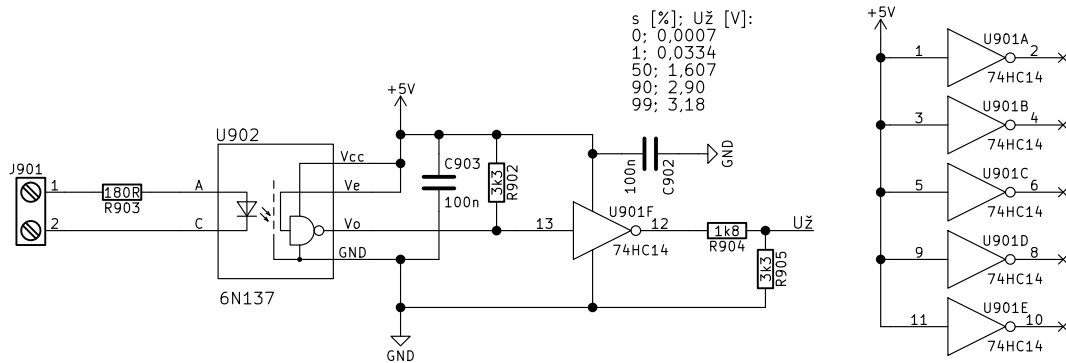
Title: Říditelný spínaný zdroj 0–1200 V / 120 W

Size: A4 Date: 2017–05–24

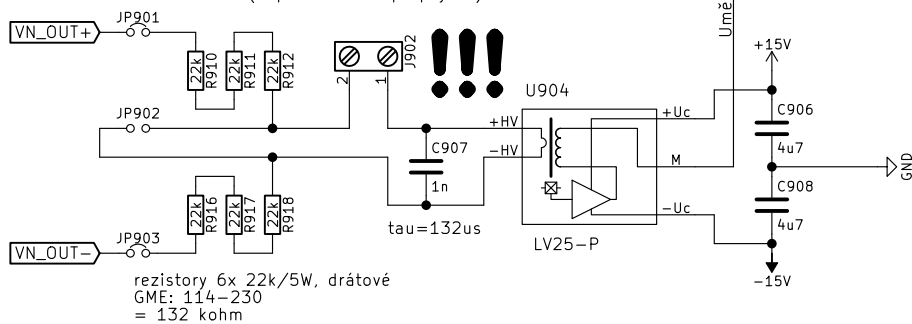
KiCad E.D.A. kicad 4.0.4–stable

Rev: 2

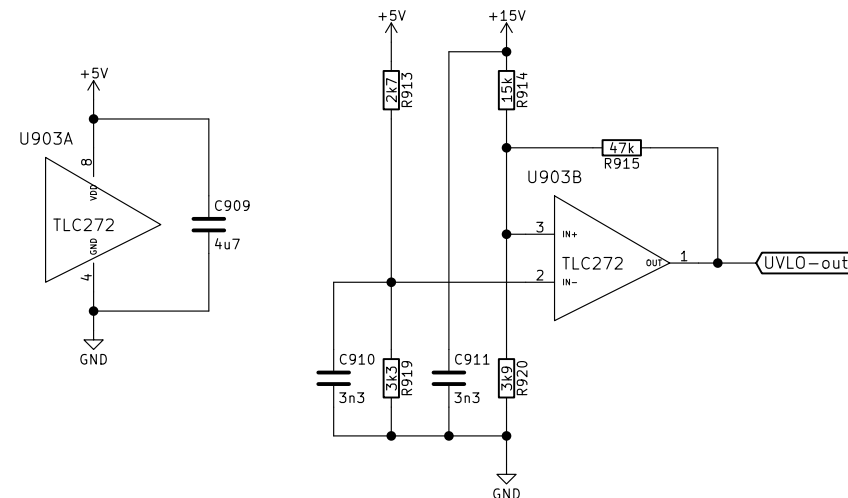
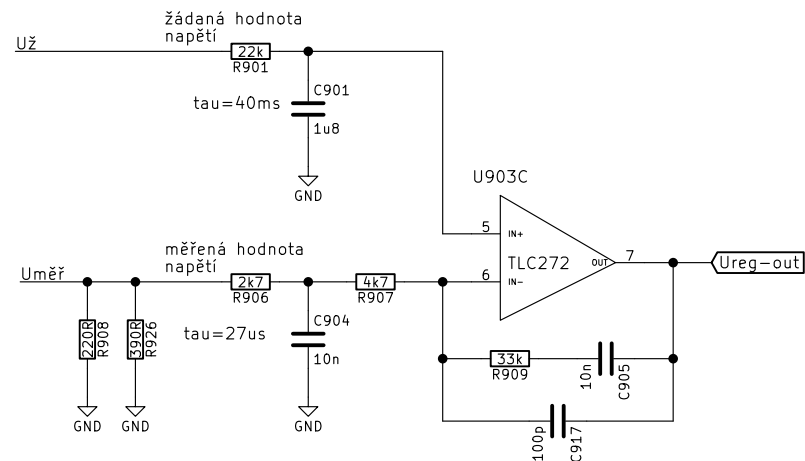
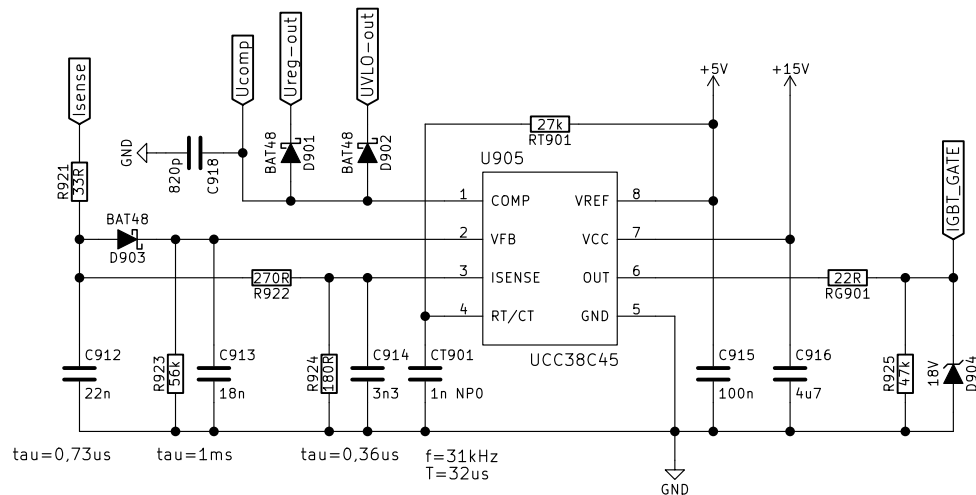
Id: 3/11



Svorkovnice slouží k připojení externího proudového čidla pro mikrokontrolér
!!! Při současné konfiguraci MUSÍ BYT kontakty svorkovnice přemostěny
!!! MALOU IMPEDANCI (např. drátovou propojkou)



rezistory 6x 22k/5W, drátové
GME: 114-230
= 132 kohm



podpěťová ochrana v +15V větvi napájení řídicích obvodů:
povolení funkce měniče: napětí > 14,1 V
zakázání funkce měniče: napětí < 12,3 V

Oldřich Hofmann, FEKT, VUT Brno

Sheet: /Budič a regulace/

File: budic_regulace.sch

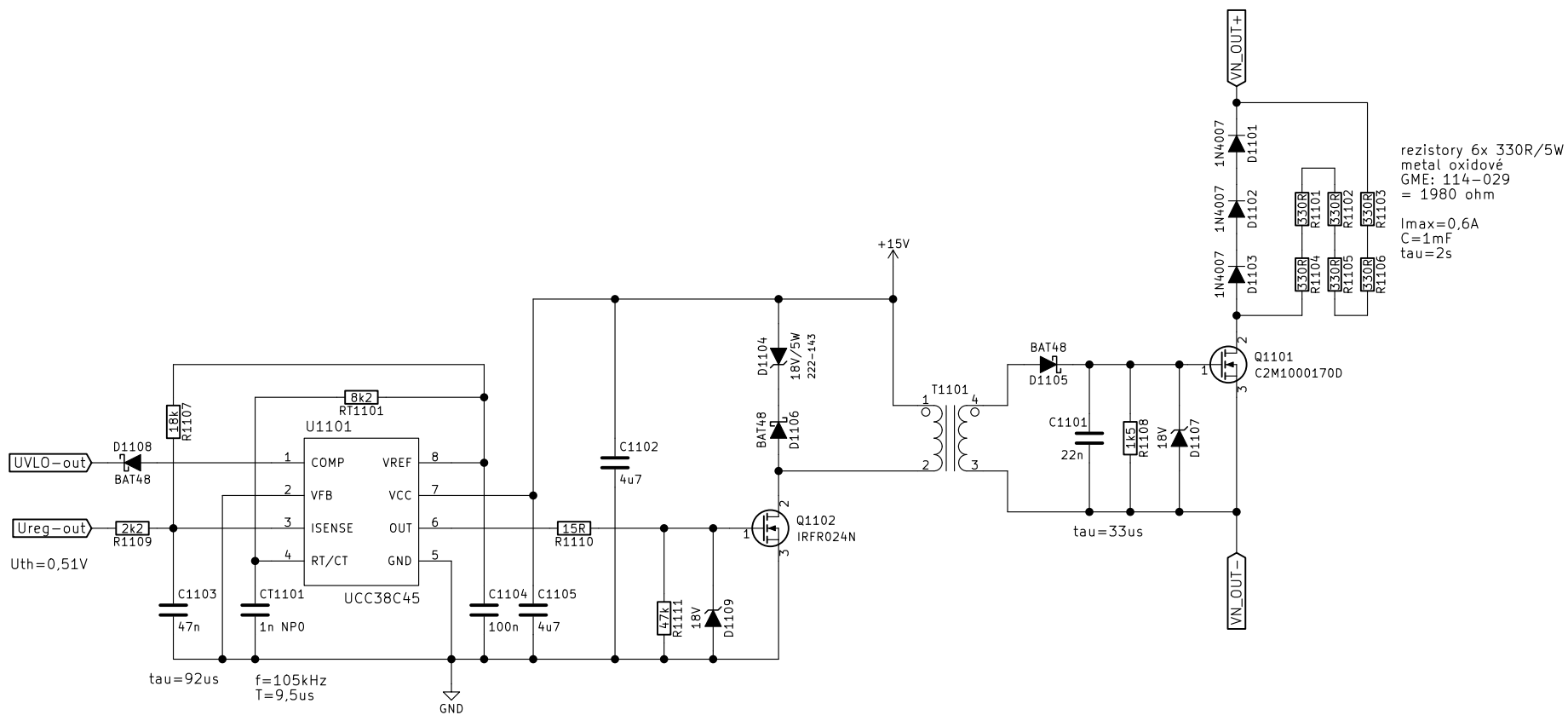
Title: Říditelný spínaný zdroj 0-1200 V / 120 W

Size: A4 Date: 2017-05-24

KiCad E.D.A. kicad 4.0.4-stable

Rev: 2

Id: 9/11



Oldřich Hofmann, FEKT, VUT Brno

Sheet: /Vybíjecí obvod/

File: vybijeci_obvod.sch

Title: Říditelný spínaný zdroj 0–1200 V / 120 W

Size: A4 Date: 2017-05-24

KiCad E.D.A. kicad 4.0.4-stable

Rev: 2

Id: 11/11